

V TOMTO SEŠITĚ

VITROHM se představuje.....41

TRANSFORMÁTORY A CÍVKY PRO ELEKTRONIKU

Veličiny, jednotky a zákl. pojmy	43
Magn. obvod transformátorů a cívek.	
Vliv mezery.....	44
Náhradní schéma	45
Vliv mg materiálu na vlastnosti	47
Oteplení transformátoru	53
Vodiče pro vinutí	54
Sit. transformátory s jádry C a Q	55
s toroidními jádry	57
Autotransformátory a regulační transformátory.....	59
Elektrotechnické plechy	60
Zapínací proudy a jistění	63
Předmagnetování	63
Vyhlašovací tlumivky	66
Transformátory a tlumivky pro spínací zdroje	68
Měníče pro malé výkony	74
Vlastnosti feritů pro transformátory spínacích zdrojů	75
Magnetické materiály pro jádra tlumivek.....	77
Provedení transformátorů a tlumivek pro spínací zdroje	78
Inzerce	79, 80

AMATÉRSKÉ RADIO - ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p., Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 24 22 73 84-9, fax 24 22 3173.
Redakce: Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 24227384.
Šéfredaktor Luboš Kloušek, OK1FAC, I. 354.
Ročně vychází 6 čísel. **Cena výtisku** 20,- Kč, pololetní předplatné 60,- Kč, celoroční předplatné 120,- Kč.
Tiskne: Severografie Ústí n/L.
Rozšiřuje: MAGNET-PRESS (poskytuje slevu na předplatném) a PNS, informace o předplatném podá a objednávky přijímá PNS, pošta, doručovatel a předplatitelské středisko administrace Vydavatelství MAGNET-PRESS.
Velkoobchodní prodejci si mohou objednat AR za výhodných podmínek v oddělení velkoobchodu MAGNET-PRESS, tel/fax (02) 26 12 26.
Podávání novinových zásilek povoleno jak Ředitelstvím pošt, přepravy Praha (č. j. nov. 5030/1994 ze dne 10. 11. 1994), tak RPP Bratislava - pošta Bratislava 12 (č. j. 82/93 dňa 23. 8. 1993). Objednávky do zahraničí přijímá MAGNET-PRESS, OZO.312, Vladislavova 26, 113 66 Praha 1 formou bankovního šeku.
Ve Slovenské republice předplatné zajišťuje a objednávky přijímá přímo nebo prostřednictvím dalších distributorů MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 814 89 Bratislava, tel./fax (07) 36 13 90, cena za jeden výtisk v SR je 27,- SK (22,- SK při předplatném v MAGNET-PRESS Slovakia).
Inzerce přijímá inzertní oddělení MAGNET-PRESS, Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel/fax (02) 24 22 31 73, tel. (02) 24 22 73 84. **Znění a úpravu odborné inzerce lze dohodnout s kterýmkoliv redaktorem AR.**
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevýžadané rukopisy nevracíme.

ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.

Toto číslo vyšlo 22. 3. 1995.

© MAGNET-PRESS s. p. Praha



VITROHM

se představuje

Motto: Skutečnost, že někdo používá rezistor, který není od firmy VITROHM, má následující vysvětlení: neví, že ho VITROHM také vyrábí. Protože VITROHM je výrobce rezistorů s kvalitativně i kvantitativně nejoblíbenější paletou nabídky. Od roku 1933 má elektrický rezistor jméno VITROHM.

Pojem VITROHM je synonymem padesátileté technologie výroby rezistorů. Firma VITROHM byla založena v roce 1933 dvěma dánskými soukromníky. Od počátku své existence orientoval VITROHM své výrobky převážně na progresivní trh s elektronikou a je dnes, stejně jako dříve, nezávislým specialistou v oblasti výroby rezistorů. Úměrně ke svému dnešnímu postavení se řídí filosofií: rezistory pro veškerou elektroniku! Katalog firmy, který je rozdělen do šesti technologických oblastí, obsahuje na 177 stranách technické údaje a charakteristiky standardních produktů VITROHM (VTM).

V době založení firmy se jednalo ještě výhradně o produkci drátových rezistorů, ale krátce na to byla firma schopna nabídnout na trhu hodnotné a levné uhlíkové rezistory. Přitom se jednalo o rezistory s uhlíkovou vrstvou, které byly vyráběny podle patentované technologie americké firmy IRC. Tenkrát byly tyto rezistory malou technickou revolucí - úžasné na tom však je, že tyto rezistory existují dodnes. Souběžně s touto licenční výrobou se vyvíjely dobré dlouhodobé vztahy s prodejcem licence, takže je dnes firma VTM hlavním zástupcem firmy TRW/IRC téměř ve všech evropských zemích.

Další technologický průlom nastal vyvinutím dnes již běžných keramických drátových rezistorů. Tento první patent firmy VTM se dosud využívá na celém světě.

Prudký nárůst evropské elektroniky - obzvláště také německé - si brzo nutně vyžadoval rozšířit výrobní kapacity a vedl v roce 1954 k založení německé firmy DEUTSCHE VITROHM a začátkem sedmdesátých let k výstavbě závodu v Portugalsku.

Firma VTM začala jako první podnik v Evropě vyrábět rezistory s kovovou vrstvou. Neustále zaváděla nové technologie výroby široké škály výrobků, vyvíjela nové tvary a svůj program doplnila speciálními komponenty TRW/IRC včetně trimrů a potenciometrů.

V hrubém členění zahrnuje současná nabídka firmy VTM:

drátové rezistory,
uhlíkové rezistory,
rezistory s kovovou vrstvou,
tlustovrstvové obvody,
potenciometry a trimry,
indukčnosti SMD.

U firmy VTM platí pojetí, že vzhledem k aplikacím užití se může jednat jen o „vhodné“ nebo „nevhodné“ rezistory; odtud pak vychází úvaha o jemném členění. Z hlediska mnoha různých tvarů a velikostí rezistorů, prakticky pro každý jednotlivý případ „šitých na míru“, lze dále rozdělit sortiment na:

drátové rezistory: výkonové rezistory,
přesné rezistory,
pojistné rezistory,

indukčnosti SMD,
uhlíkové rezistory: rezistory z tvrdého uhlíku (pyrolytické rezistory),
uhlíkové vrstevové rezistory,

kovové rezistory:
velmi přesné rezistory s kovovou vrstvou,
rezistory s kovovou vrstvou,
přesné rezistory s kovovou vrstvou,
metaglazurové vrstevové rezistory,
metaloxydové vrstevové rezistory,
rezistory SMD,

tlustovrstvové obvody:
odporové sítě zalísované,
odporové sítě lakované,

odporové sítě SMD (čipové i v pouzdrech SO),
hybridní obvody,
potenciometry: metalglazurové (cermetové) trimry,
drátové trimry,
trimry SMD,
víceotáčkové potenciometry.

Proč tato rozmanitost? Než bude tato otázka zodpovězena, je nutno uvést základní informace o technologii výroby.

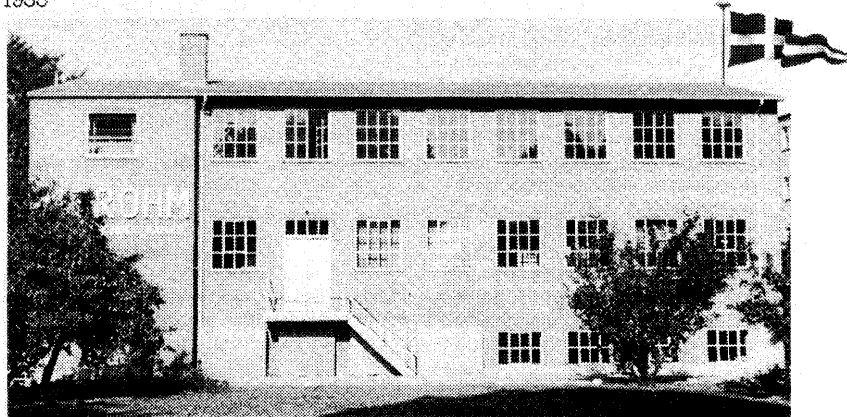
U drátových rezistorů je to ještě relativně jednoduché: v podstatě se navine vhodný odporový drát na nosné tělísko a tento prvek se opatří kontakty a přívodními vodiči. Výkonové rezistory VTM se vyrábějí ve velkých sériích a nabízejí optimální poměr ceny a kvality. Mimo jiné je to umožněno využitím vlastní technologie kontaktování, která zaručuje přímý elektrický kontakt mezi svítkem a přívodními vodiči. Ačkoli tyto rezistory našly své nejčastější užití v oblasti spotřební elektroniky a elektroniky pro domácnost, téměř denně se otvírají další nové oblasti upotřebení, jejichž počet je stále ještě nedozírný. A tak vznikly v posledních letech speciální topné články, odpařovačky, vysoušeče bot atd.; vše jsou to výrobky, které nemohou být počítány mezi elektronikou.

Drátové rezistory s pojistkou, které byly kdysi vyvinuty pro přístroje spotřební elektroniky, vzhledem k ochraně proti požárům nacházejí při rostoucích požadavcích na bezpečnost stále větší uplatnění v profesionálních přístrojích a zařízeních.

Mohlo by se zdát, že je anachronismem, mít v programu souběžně s pyrolytickými rezistory z tvrdého uhlíku „starou“ technologii na výrobu uhlíkových vrstevových rezistorů. Nicméně jsou pro tuto nejstarší tlustovrstvovou



Poul Kingo Pedersen, zakladatel firmy



Původní závod firmy VITROHM v roce 1933

technologii užití, v nichž by jen sotva mohla být nahrazena. Konkrétně je to obor vysokofrekvenční techniky, ve kterém mohou být použity bezindukční, bezčepičkové uhlíkové vrstevné rezistory díky jejich konstantnímu, na kmitočtu nezávislému chování.

Obzvláště nápadné je členění skupiny kovových rezistorů. Nejříve je třeba uvést, že mezi různými uvedenými „pravými“ rezistory s kovovou vrstvou (Ni-Cr) jsou určité konstrukční rozdíly (např. kontaktování pomocí zlatého kroužku) a nejedná se pouze o „přeleštěné“ vyměřené rezistory.

U VTM převládá názor, že rezistory Ni-Cr s tenkou vrstvou jsou nenahraditelné v oboru měřicí, regulační a řídicí techniky, neboť používaná technologie výroby umožňuje dosáhnout nejmenších tolerancí a kontrolovat teplotní součinitel až na co nejnižší mez. Se zřetelem na provedení a kvalitu kontaktů je však potřebné dělat rozdíly podle jednotlivých aplikací.

Tak zvaný univerzální rezistor s kovovou vrstvou poskytuje dnes při nízké ceně předností malých teplotních součinitelů a poměrně úzké tolerance pro široké oblasti využití, přesto však nemusí být všude tím správným rezistorem.

V aplikacích, ve kterých je požadavkem velká provozní spolehlivost, přetížitelnost a nepatrný poměr výkon/velikost, a které také vyžadují malý teplotní součinitel a co nejlepší stabilitu, se dává přednost zalisovaným, bezčepičkovým, metalglazurovaným rezistorům. Tato tlustovrstvová technologie, která kombinuje přesnost a zatížitelnost, však dosahuje pouze 22 ppm/K při 0,5% toleranci. Aby metalizované rezistory překlenuly rozsah hodnot od 0,3 do 10 MΩ, jsou u nich eliminovány speciálně problémy se spolehlivostí v kritických oblastech malých a velkých odporů. Vedle axiálního provedení jsou u rezistorů VTM progresivně také provedení radiální. Zejména u typu RGU-mini, který má tvar miniaturního kvádru, nabyl argument „osazovat s úsporou místa“ rozsáhlejšího významu.

Metaloxidové rezistory s jejich relativně velkým rozsahem odporu jsou leckdy náhradou za často dražší rezistory drátové, obzvláště jedná-li se o rozsah výkonů 2 až 6 W. Sice nenabízejí tak velkou odolnost proti impulsnímu zatížení jako rezistory drátové ani extrémně nízký spodní rozsah hodnot, ale mnohdy jsou úspornější.

Na úroveň techniky dnes také ukazuje užití tlustovrstvových odporových sítí, které se obzvláště využívají v oblasti datových zařízení s mnoha rezistory stejného odporu. Trh s těmito prvky neustále vzrůstá s rostoucí digitalizací různých zapojení a jejich výběr je většinou uskutečňován podle kritérií tolerance, stability a možnosti osazování na lince. Zalisované

odporové sítě nabízejí užší tolerance a menší teplotní součinitele než sítě lakované, ale cenově leží na vyšší úrovni.

Hybridní obvody, u firmy VTM toho času ještě zákaznické, „sítě na míru“, mají předpoklad největšího rozšíření. Vedle jednoznačné miniaturizace nabízejí tyto obvody řadu předností jako spolehlivost, „slušné“ chování při změnách teploty a stabilitu, ale také menší náklady spojené se skladováním a kratší časy na montáž. Neopomenutelná je rovněž mnohostrannost využití při relativně nepatrných nákladech na vývoj. Kromě výroby firma VTM nabízí také laboratoř pro aplikaci hybridních obvodů, aby pomocí těsné technické spolupráce s uživatelem vytvářela schopné, mnohdy extrémní koncepty zapojení.

O potenciometrech byla již napsána nejedna kniha. Vedle čistě technologických rozdílů mezi cermetovými a drátovými potenciometry se jedná o řadu rozdílů v parametrech, kritériích a velikostech těchto prvků. Firma VTM doplnila vlastní paletu výrobků o širokou škálu potenciometrů amerického výrobce VRN, který před několika lety převzal výrobu tohoto sortimentu od TRW/IRC. Nicméně nejde jen o obchodní vztahy. Techničtí specialisté firmy VTM úzce spolupracují s VRN a naprosto nepovažují trimy za své adoptivní dítě.

Mimo již zmíněnou spolupráci s americkými firmami IRC a VRN patří mezi partnery VTM americká firma ASC, známá fóliovými kondenzátory. Smlouvu o vzájemném zastu-

pování má VTM uzavřenu rovněž se známým americkým výrobcem rezistorů firmou OHMITE.

Vedle systematického zajišťování pevně definované vysoké úrovně kvality výrobků a výroby klade VTM stále větší důraz na certifikaci podle stále významnější mezinárodní standardizace. Téměř celá produkce VTM je certifikována podle mezinárodních norem, kde má zásadní význam certifikace podle norem ISO9000 a CECC, které dosáhla v roce 1994. Mezi základní zásady VTM patří, že neprodává pouze výrobky vyhovující mezinárodním normám, nýbrž nabízí zákazníkům součástky, které jsou nejvhodnější pro jeho aplikaci.

U firmy VITROHM je v závodech Pinnenberg nedaleko Hamburku a v Estoril v Portugalsku zaměstnáno přibližně 800 lidí, kteří vyrábějí a testují tento velký sortiment pasivních součástek, odborně radí uživatelům a vyvíjejí nové výrobky.

Bouřlivý vývoj elektroniky umožnil progresivní rozvoj skupiny VITROHM až do současného postavení na světovém trhu.

- Vysoká kvalita výrobků
- Síla celosvětové prodejní sítě
- Vedoucí pozice ve výzkumu a vývoji
- Solidní postavení středně velké soukromé firmy

to jsou základní atributy pro současnou vedoucí pozici na trhu a předpokladem pro stabilní postavení na trzích v budoucnu.

Na českém trhu zastupuje firmu VITROHM společnost ERA COMPONENTS, která zajišťuje dodávky součástek přímo od výrobce, technickou podporu a dokumentaci. Podrobné informace o všech součástkách firmy VITROHM můžete obdržet na následujících adresách:

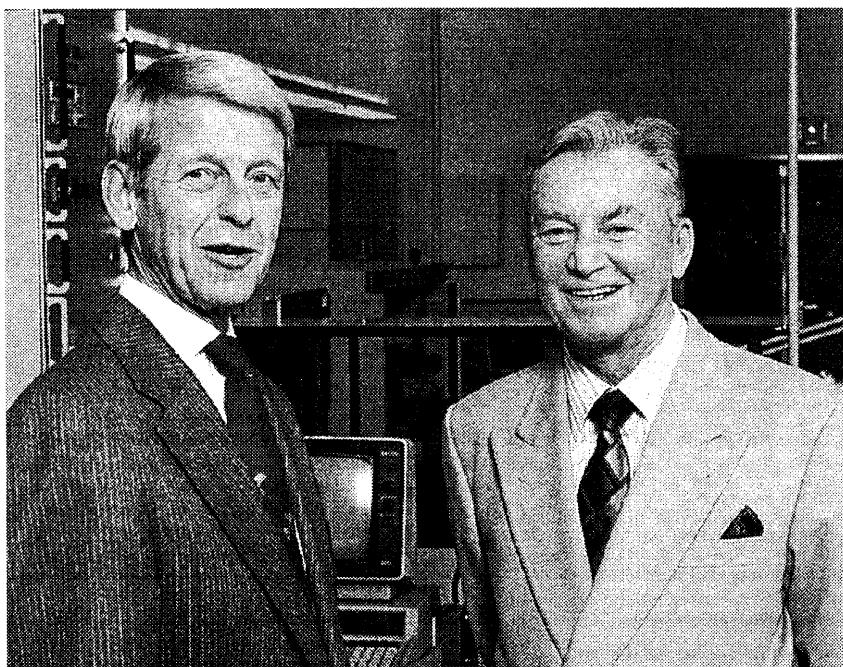
výhradní zástupce VITROHM pro ČR

ERA COMPONENTS s. r. o.,

Michelská 12a, 140 00 Praha 4

tel. 02 422315, fax 02 6921021

výhradní zástupce VITROHM pro SR
DATAVIA Košice (adresa a telefonní spojení viz inzerce v AR A).



Nynější majitelé firmy - Søren Kim Engel a Günther Kampen

TRANSFORMÁTORY A CÍVKY PRO ELEKTRONIKU

Ing. Zdeněk Faktor

Návrh transformátorů a cívek vychází z fyzikálních principů jejich činnosti a ze znalosti vlastností použitých magnetických materiálů. Tím je podmíněno jejich hospodárné využití v zamýšlené technické aplikaci.

Volba použitého magnetického materiálu ovlivňuje nejen dosažené vlastnosti, ale i technologii výroby. Dále uvedené informace umožňují přesněji vybrat vhodný materiál i tvar magnetického obvodu.

V současných elektronických zařízeních se vinuté součástky vyskytují relativně řidce (v napájecích, odrušovacích filtrech, impulsních transformátorech, filtrech a filtračních tlumivkách), ale nikoli ojediněle. Konstruktorům i uživatelům transformátorů a cívek jsou proto určeny další stránky, jejichž obsahem je teorie i praxe transformátorů a cívek. Především je však třeba upozornit, že platnost našich oborových norem byla zrušena, v příštích letech budou i naše normy ČSN postupně nahrazovány Euronormami s návazností na doporučení IEC a normy DIN.

Jednotky a některé základní pojmy

Zákonem zavedené jednotky jsou v čs. státní normě ČSN 01 1300 a pojmy spojené s vyjadřováním vlastností magnetických materiálů v normě ČSN 34 5108. Přehled hlavních veličin a základních i odvozených jednotek v platné soustavě SI včetně převodních činitelů pro některé jednotky dosud používané podle starých soustav (především v zahraniční literatuře) je uveden dále.

Soustava SI vychází ze sedmi základních jednotek - m, kg, s, A, K, cd a mol - jen pro zajímavost: z uvedených jednotek je nejpřesněji určena sekunda (přesnost 10^{-12}), např. ampér lze změřit mnohem méně přesně (10^{-9}).

V úvodu je ještě třeba zmínit se i o druzích látek podle jejich reakce s vnějším magnetickým polem.

Z tohoto hlediska známe látky diamagnetické, paramagnetické, feromagnetické, ferimagnetické, antiferimagnetické a metamagnetické. Pro transformátory a cívky se využívají látky feromagnetické a ferimagnetické. U látek feromagnetických, kterými jsou některé kovy a jejich slitiny, a u látek ferimagnetických, v jejichž krystalové mřížce jsou kationty prvků fero

i neferomagnetických, jsou atomy nebo ionty, které mají tzv. magnetický dipólový moment i bez přítomnosti vnějšího magnetického pole. U feromagnetických látek, kterými jsou ferity, jsou dipólové momenty iontů orientovány antiparalelně, takže se jejich výsledný účinek zeslabuje. Proti feromagnetickým látkám tak získávají velmi odlišné magnetické vlastnosti.

Nejdůležitějšími veličinami v oboru transformátorů a cívek jsou magnetická indukce a intenzita magnetického pole. **Magnetická indukce B** je vektorová veličina, charakterizující magnetické pole, která udává počet indukčních čar na jednotku kolmé plochy. Projevuje se silovými účinky na vodiče, protékané proudy a indukovaním napětí při své změně. Lze ji proto snadno měřit. Její rozměr je $\text{kg s}^{-2} \text{A}^{-1}$. Hlavní jednotkou magnetické indukce B je 1 T (tesla). Místo názvu tesla se používá někdy název weber na čtverečný metr (Wb m^{-2}) nebo voltsekunda na m^2 (Vs m^{-2}). Ve starší a zahraniční literatuře se vyskytuje i starší jednotka - 1G (gauss, soustava CGSem), při převodu do soustavy SI je třeba údaj v G násobit činitelem 10^{-4} .

Intenzita magnetického pole H je vektorová veličina, jejíž rozměr je $\text{m}^{-1} \text{A}$ a jednotkou je ampér na metr, A m^{-1} , někdy se používá i název ampérzávit na metr (Az m^{-1}). Starší jednotkou je 1 Oe (oersted), pro převod je třeba údaj v Oe vynásobit činitelem 79,5775. Intenzita magnetického pole je vektor odvozený, pomocný, přímo nezměřitelný, jeho zavedení však usnadňuje výpočet magnetických obvodů a transformátorů.

Ve vakuu nebo ve vzduchu je intenzita magnetického pole

$$H = B/\mu_0,$$

μ_0 je magnetická konstanta, jejíž velikost vyplývá ze soustavy jednotek. Obrazně bývá přisuzována permeabilitě vakua. Pro jednotky soustavy SI má velikost $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.

Magnetická indukce a intenzita magnetického pole se při periodických průbězích uvádějí vrcholovými hodnotami (na rozdíl od proudů a napětí, které se uvádějí v hodnotách efektivních). Jednoduše údaje ve vrcholových hodnotách na efektivní převést nelze.

Katalogový údaj např. B_{100} [T] je velikost magnetické indukce, které má být dosaženo polem 100 A/m.

Významnou veličinou pro popis magnetického materiálu je počáteční permeabilita μ_p . Vzhledem k důležitosti této veličiny si nejdříve uvedeme, co to vlastně je **permeabilita**: je to veličina daná podílem magnetické indukce B a intenzity magnetického pole H a vyjadřuje schopnost stáčet elementární smyčky atomárních proudů materiálu tak, aby se osy jejich magnetických polí co nejvíce přibližovaly směru vnějšího budícího magnetického pole a tím zesílily magnetickou indukci jádra. Tento podíl se označuje jako absolutní permeabilita μ_{abs} . Permeabilita μ_{abs} je dána součinem permeability vakua μ_0 a relativní permeability μ , která je bezrozměrným číslem. Hlavní jednotkou permeability je henry na metr, H m^{-1} . Ve starší soustavě jednotek (CGSem) byla permeabilita bezrozměrná jednotka, pro vakuum se rovnala 1. Poměrná permeabilita μ udává, kolikrát je permeabilita daného prostředí větší než permeabilita vakua. Pro feromagnetické látky je např. μ mnohem větší než 1 a závisí na velikosti intenzity H . Pro vzduch se uvažuje μ rovné 1. Zmíněná počáteční permeabilita se zjišťuje většinou při 0,4, 1,6 nebo 8 A/m - čím má materiál větší permeabilitu, tím přesněji lze při malých intenzitách magnetického pole změřit počáteční permeabilitu.

Magnetická indukce, intenzita magnetického pole se určují z napětí na vinutí vzorku, z proudu jím procházejícího a z jejich fázového vztahu. Pro nízké kmitočty je permeabilita reálné číslo, pro vyšší komplexní.

U polootevřených magnetických obvodů, u nichž je relativní délka mezery (viz dále) vzhledem k celkové délce magnetické silové čáry pouze několik procent, se zavedla tzv. efektivní permeabilita, efektivní ve smyslu účinná, skutečně působící. Tou se rozumí náhradní permeabilita téhož obvodu, který by s cívkou o stejném počtu závitů měl stejnou indukčnost, u něhož by však nebyl magnetický obvod přerušen. Efektivní permeabilita se označuje μ_e (jako permeabilita ekvivalentní, náhradní).

U otevřených magnetických obvodů, jakými jsou cívky se šroubovými feritovými jádry, je zavedena tzv. cívková permeabilita μ_c , která bývá někdy označována μ_{app} , apparent permeability - zdánlivá permeabilita. Je to poměr indukčnosti cívky např. se šroubovým jádrem k indukčnosti téže cívky bez jádra. Vlivem šroubových jader se zvětší indukčnost cívky o několik desítek až několik stovek procent. Cívková permeabilita šroubových jader bývá v rozsahu 1,1 až 3.

Vlastní indukčnost L udává závislost magnetického toku na velikosti proudu v uzavřeném závitu. Základní jednotkou je 1 H (henry). **Vzájemná indukčnost M** má stejnou jednotku.

Indukčnost, dosažená jedním závitkem na daném jádru, je tzv. **součinitel indukčnosti A_L** , obvykle se udává v μH .

$$L = A_L \cdot N^2,$$

kde N je počet závitů.

Je to často používaný údaj v obchodních katalogích magnetických jader.

Dalším používaným termínem je tzv. **součinitel závitů α** , což je počet závitů k dosažení jednotkové indukčnosti.

$$\alpha = N\sqrt{L}.$$

Obvykle se uvádí v mH.

Jak je známo, napětí na indukčnosti předbíhá proud o $\pi/2$, u cívek se ztrátami je tento úhel menší o určitý úhel δ , který se nazývá **ztrátový úhel**. Tangenta ztrátového úhlu se nazývá **ztrátový činitel**. Chceme-li zjistit velikost ztrátového činitele materiálu jádra pro zvolený kmitočet a magnetickou indukci popř. teplotu, změří se sériové náhradní schéma cívky se vzorkem magnetického materiálu za zvolených podmínek (kmitočet, indukce, teplota).

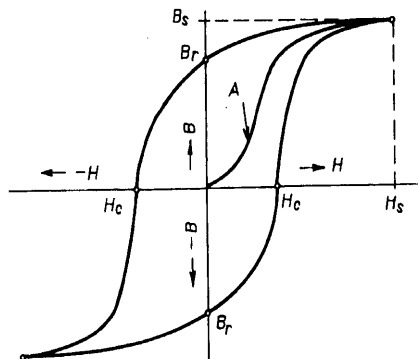
Magnetický tok Φ je určen součinem plochy a magnetické indukce. Jednotkou magnetického toku je 1 Wb (weber).

Magnetovací křivka je grafické znázornění závislosti magnetické indukce B na intenzitě magnetického pole H v magnetickém materiálu. Hysterezní smyčka statická odpovídá dostatečně pomalé periodické změně intenzity magnetického pole, měnící se od $+H$ do $-H$ jedním směrem a zpět. Při střídavém magnetování se tvar hysterezní křivky materiálu mění vlivem vířivých proudů - pak jde o tzv. hysterezní smyčku dynamickou. Její tvar již není dán pouze magnetickými vlastnostmi materiálu, ale i jeho tloušťkou, měrným odporem a kmitočtem magnetování.

Příklad hysterezní smyčky je na obr. 1.

Magneticky tvrdé materiály (trvalé magnety) mají hysterezní smyčku s velkou plochou, magneticky měkké materiály (např. pro jádra síťových transformátorů) mají hysterezní smyčku úzkou a strmou.

Křivka prvotní magnetizace je magnetovací křivka materiálu, který byl předem dokonale odmagnetován, je-li



Obr. 1. Hysterezní smyčka feromagnetického materiálu.

A - křivka prvotní magnetizace, B_s - indukce nasycení, H_c - koerzivní síla, B_r - remanence

magnetován plynule se zvětšujícím polem od nuly do nasycení.

Indukce nasycení B_s je pořadnice bodu na křivce prvotní magnetizace při takové intenzitě magnetického pole, při níž jsou hysterezní smyčky pro libovolné H (větší než H_s) totožné.

Koerzivní síla H_c je dána úsečkou průsečíku maximální hysterezní smyčky s osou H .

Remanence, zbytková indukce B_r , je dána pořadnicí průsečíku maximální hysterezní smyčky s osou B .

Činitel jakosti Q cívky s magnetickým jádrem je poměr reaktance cívky k celkovému ztrátovému odporu cívky.

Měrný ztrátový výkon p_x v magnetickém materiálu vzniká střídavým přemagnetováváním 1 kg materiálu při určité indukci a kmitočtu. Jako měrný ztrátový výkon p_1 se uvádí měrný ztrátový výkon materiálu, magnetovaného proudem o kmitočtu 50 Hz při sinusovém průběhu magnetické indukce o maximální velikosti 1 T.

Magnetický obvod transformátorů a cívek. Vliv mezery

Magnetický obvod transformátorů a cívek je těleso, nazývané jádrem, které magnetickému indukčnímu toku určuje cestu. Součástí magnetického obvodu jsou i mezery napříč indukčnímu toku, ať záměrně vytvořené nebo způsobené technologií výroby nebo i cesty, kterými se uzavírá indukční tok mimo žádané těleso, a které jsou s některými jeho částmi paralelní. **Magnetický obvod**, u něhož je cesta, kterou se má indukční tok uzavírat, přesně vymezena jeho konstrukcí, se nazývá **uzavřený**. Do takových náleží i ty, které obsahují mezery vzniklé skládáním magnetického obvodu natupo. Jádra cívek sdělovacích zařízení, filtračních tlumivků a regulátorů mají záměrně zaváděnou mezeru. Délka mezery však nepřesahuje několik procent z celkové délky magnetické siločáry.

Takové obvody jsou **polootevřené** a lze je ještě navrhovat početně. Je-li mezera v magnetickém obvodu velká, ztrácí se přesnost představy o cestě magnetického toku. Takový magnetický obvod je **otevřený**. Takový obvod mají např. cívky sdělovacích techniky, u nichž je magnetický obvod tvořen tyčovým jádrem.

Jsou-li průřezy magnetického obvodu všude shodné, jde o obvod homogenní (přestože pro odlišnost délky magnetické silové čáry vnější a vnitřní není magnetická indukce nikdy homogenně rozložena v celém průřezu jádra). Nehomogenní magnetický obvod se v oblastech malých magnetických indukcí, při nichž je permeabilita materiálů téměř stálá, nezávislá na magnetické indukci, pokládá z hlediska závislosti B na H za magneticky lineární prostředím. Není-li permeabilita stálá, především vlivem větších a různých magnetických indukcí v různých průřezích obvodu, je magnetický obvod nelineární.

Významným přínosem uměle zaváděné mezery je linearizování křivek magnetování, které se projevuje zmenšením nelineárního zkreslení napětí a proudů na transformátorech a cívkách, zvětšením časové a teplotní stálosti a zmenšením ztrát v jádru. To je přínosem především u cívek filtrů. K výpočtu permeability jádra s mezerou se používá přibližný vztah

$$\mu_e = \mu / \{1 + \mu(l_m / l_s)\},$$

kde l_m / l_s je relativní délka mezery, l_m je skutečná „geometrická“ mezera, l_s je stř. délka magnetické siločáry.

Mezera v magnetickém obvodu transformátoru je jeho neoddelitelnou částí. Vyskytuje se u jader skládaných z transformátorových plechů tvaru jak M, tak EI, neboť kdyby nebyl přerušen magnetický obvod těchto plechů, nebylo by možné vkládat je do navinutého cívkového tělíska.

Zřejmější je tato mezeru u obvodů, složených z feritových jader E, jader U nebo i vinutých jader C, neboť u nich není mezeru překládána tak, jak je tomu u obvodu, složeného z plechů, u něhož je mezeru způsobená jedním plechem překryta sousedními plechy. Mezery v těchto magnetických obvodech se nahrazují tzv. ekvivalentní mezerou l_m , kterou se vyjadřuje zvětšení magnetického odporu jednotlivými mezerami jedinou soustředěnou myšlenou mezerou l_m . Také zvětšený odpor vinutých toroidních jader způsobený tím, že indukční tok z jednoho závitu vinutého jádra přechází přes izolační mezeru do druhého závitu, lze vyjádřit ekvivalentní (v tomto případě nežádanou) mezerou.

Vliv relativní délky mezery l_m/l_s na změnu permeability jádra je na obr. 2.

Indukčnost L cívky s N závity s homogenním magnetickým obvodem o průřezu S_e s ekvivalentní relativní délkou mezery l_m/l_e je

$$L = \mu_0 \mu_e (S_e / l_e) N^2.$$

Vlivem mezery se indukčnost vždy zmenšuje proti indukčnosti, jakou bychom očekávali, kdyby obvod nebyl mezerou přerušen. Výsledná indukčnost L_e cívky s takovým obvodem se rovná vlastně součtu indukčností $L_j + L_m$ dvou paralelně zapojených cívek, z nichž jedna má obvod tvořen magnetickým materiálem a druhá samotnou mezerou

$$1/L_e = (1/L_j) + (1/L_m).$$

Čím větší je mezeru, tím menší je indukčnost L_m a tím více se ve výsledné indukčnosti uplatňuje vliv indukčnosti, která je tvořena lineárním prostředím mezery.

Totožto jevu se využívá pro omezení ztrát, pro omezení rozptylu v magnetických vlastnostech jader, pro omezení zkreslení, vlivu předmagnetování a teplotní závislosti permeability. Protože výsledný účinek mezery nezávisí na její absolutní velikosti, ale na její poměrné délce vzhledem k celkové délce magnetické siločáry, je její účinek větší u miniaturních typů ja-

der, neboť jak velké, tak malé plechy (popř. části jader) lze k sobě v praxi přiložit se shodnou minimální mezerou. Mezeru u dokonale zabroušených jader, např. u jader C a feritových jader (tj. mezeru, vytvořená tupým stykem dvou těles) je přibližně 0,001 mm, u hůře zabroušených je několikrát větší. U dobře střídavě složených jader z plechů EI (popř. EB) je výsledná mezeru rovná ekvivalentní mezeře o velikosti asi 2 μ m. Tato mezeru je však značně závislá na pečlivosti složení a na tloušťce izolace plechu. Složí-li se však výseky souhlasně, je výsledná ekvivalentní mezeru 0,1 mm. Zabroušením lze mezeru zúžit až na velikost mezer u jader C. U transformátorových jader, která jsou skládána z plechů s mezerou, nelze přesně odhadnout velikost náhradní mezery, neboť se velmi rušivě projevuje nepravidelnost ve skládání plechů. Vliv nepravidelného skládání plechů tvaru M a EI s mezerou na výslednou náhradní mezeru je zřejmý z obr. 3. Permalloyové transformátorové plechy tvaru M jsou vyráběny jen s mezerou. Při střídavém skládání plechů do cívkového těliska se vliv překládané mezery při malých polích projevuje jen nepatrným zvětšením magnetického odporu jádra vzhledem k odporu jádra bez mezery. Zato však při větších intenzitách magnetického pole může být zeslabený průřez magnetického obvodu v překládaných mezerách přesycován, čímž se dále zvětší magnetický odpor jádra. Při velkém sycení magnetického obvodu je v místě překládaných mezer obvod přesycen, takže tyto překládané mezery působí již jako mezery skutečné. Překládané mezery jsou proto škodlivé především u jader hodně sycených. Překládaná mezeru jader síťových transformátorů se projevuje zaoblením a prodloužením hysterezní smyčky a tím i zvětšením magnetovacího proudu. K dosažení zvláštního průběhu magnetovací křivky nebo permeability (např. k dosažení teplotní kompenzace induk-

nosti) se používají i skládané toroidy z různých materiálů.

Náhradní schéma transformátoru

Činnost transformátoru je založena na magnetické indukci. Pro odvození náhradního schématu transformátoru předpokládáme zatím, že je jeho provedení dokonalé. Dokonalý je takový transformátor, u něhož je magnetický indukční tok vybuzený vstupním vinutím o N_1 závitěch společný s výstupním vinutím, které má N_2 závitů. Impedance obou vinutí jsou konečné a transformátor je bezztrátový. Výsledkem vazby obou vinutí je vznik napětí na výstupním vinutí. Pro okamžité velikosti napětí u_2 na výstupním vinutí a při indukčním toku Φ v jádru transformátoru je

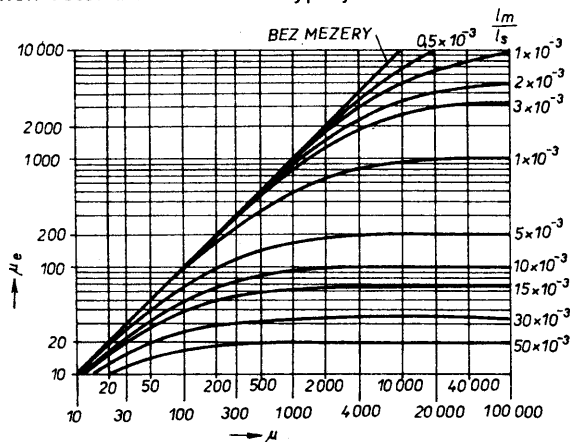
$$u_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

Indukční tok je vyvolán magnetovacím proudem o okamžité velikosti i . Magnetovací proud je odebrán ze zdroje, ke kterému je vstupní vinutí transformátoru připojeno. Smysl indukovaného napětí odpovídá Lenzovu zákonu: Proud, buzený indukovaným napětím, má takový smysl, aby magnetickým polem, které vyvolává, působil proti změnám indukčního toku, který indukované napětí vyvolal.

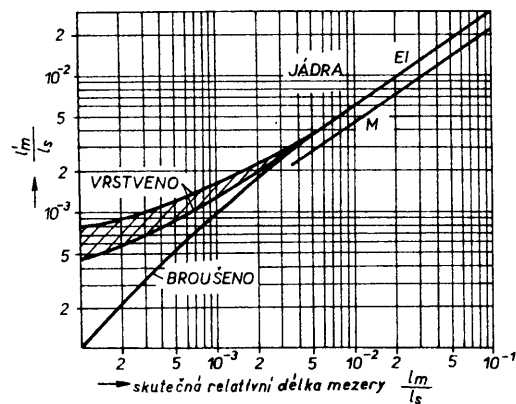
U skutečných transformátorů je magnetovací proud I_j doprovázen ztrátovou složkou I_w . Vzhledem k indukovanému napětí je proud I_j ve fázi s magnetickým tokem, tj. je zpožděn o $\pi/2$ za indukovaným napětím a proud I_w je ve fázi s indukovaným napětím. Ztráty vznikají vždy přemagnetováním magnetických materiálů - zatímco proudy I_j a I_w jsou přibližně stejného řádu, je výsledný proud I_m u transformátorů síťových i sdělovacích řádu 10^{-1} až 10^{-4} proudu I_j , tj. proudu, protékajícího primárním vinutím zatíženého transformátoru.

Má-li napětí, které je připojeno na primární vinutí, harmonický průběh

$$u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t,$$



Obr. 2. Vliv relativní délky mezery na změnu permeability jádra



Obr. 3. Vliv skládání transformátorových plechů tvaru M a EI s mezerou na výslednou náhradní relativní délku l_m/l_s

je maximální velikost indukčního toku (z indukční rovnice)

$$\Phi = (1/N_1 \omega) \sqrt{2} U_1$$

Úpravou této rovnice se získá základní rovnice pro výpočet transformátorů, která určuje pracovní stav magnetického materiálu, tj. vztah mezi efektivní hodnotou budicího napětí U_1 a maximální hodnotou indukčního toku Φ

$$U_1 = (2\pi/\sqrt{2}) f N_1 \Phi = 4,44 f N_1 S_j B.$$

Podobně pro výstupní napětí je

$$U_2 = 4,44 f N_2 S_j B.$$

Průřez S_j je nejmenším průřezem v magnetickém obvodu transformátoru, v němž magnetická indukce dosahuje největší a při tom takové velikosti, která by podle volby magnetického materiálu neměla být překročena.

Vzájemným vydělením uvedených vztahů se získá tzv. převod n
 $n = U_1 / U_2 = N_1 / N_2$.

U silových transformátorů je převod definován jako poměr vstupního napětí U_1 k napětí na nezatíženém výstupním vinutí, které se označuje jako napětí naprázdno, U_{20}

$$n = U_1 / U_{20}$$

Integruje-li se ustálený průběh výstupního napětí, zjistí se, že střední hodnota napětí za jednu periodu indukčního toku je nulová - transformátor nepřenáší stejnosměrný proud. Integruje-li se výstupní napětí harmonického průběhu s dobou periody $T/2$, zjistí se, že střední hodnota napětí na výstupním vinutí je

$$U_{2s} = (4/T) N_2 \Phi.$$

V elektrotechnice jsou však zavedeny efektivní hodnoty napětí a proudů. Prostřednictvím činitele tvaru křivky

$$K_t = U / U_s$$

lze střední hodnotu napětí převést na efektivní

$$U_2 = K_t (4/T) N_2 \Phi,$$

a vzhledem k tomu, že činitel tvaru K_t je pro harmonické průběhy roven $1,1107 (\pi/2\sqrt{2})$, dostáváme se k již uvedenému vztahu

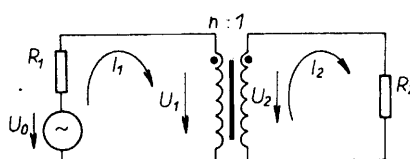
$$U_2 = 4,44 f N_2 S_j B.$$

Při chodu transformátoru naprázdno je magnetický indukční tok vyvolán celkovým magnetickým napětím (ampérvzávit) $I_1 N_1$. Při zatížení výstup-

ního vinutí začne vinutím protékat proud I_2 , který rovněž přispěje k magnetickému napětí a to součinem $I_2 N_2$. Podle Lencova zákona tato část napětí vyvolá takové zvětšení proudu v primárním vinutí, aby se účinek sekundárních závitů kompenzoval. Tím se zachová magnetický indukční tok o takové velikosti, jaká byla při chodu transformátoru naprázdno. Bude-li mít transformátor k zatížených vinutí, budou primární ampérvzávit vždy kompenzovat ampérvzávit ostatních vinutí (zvětší se odpovídajícím způsobem proud I_1)

$$N_1 I_1 = \Sigma N_k I_k.$$

Budou-li závitů vstupního a výstupního vinutí v téměř smyslu, bude správný fyzikální smysl proudů podle obr. 4. Začátky vinutí jsou označeny tečkou.



Obr. 4. Zapojení transformátoru se dvěma vinutími pro sestavení jeho náhradního schématu. R_1 je vnitřní odpor zdroje napětí, n je převod transformátoru a R_2 činný odpor spotřebiče

Protože u transformátorů prochází vinutími na společném jádru stejný indukční tok

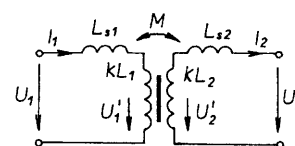
- a) mají napětí indukovaná ve vinutí stejný tvar,
- b) závisí polarita indukovaných napětí (zjišťovaná např. vzhledem k začátkům vinutí) na smyslu vinutí,
- c) jádro je magnetováno takovým celkovým magnetickým napětím, které je vektorovým součtem magnetických napětí jednotlivých vinutí.

Indukční tok nemění nikdy svoji velikost skokem - nové velikosti dosahuje pouze zvětšováním nebo zmenšováním z výchozí velikosti. Ani magnetovací proud nemění svoji velikost skokem, pouze přechází z jedné velikosti na jinou.

Od transformátoru žádáme dvě základní vlastnosti, nezávislé na kmitočtu:

- a) aby primární napětí bylo n násobkem napětí sekundárního,
 - b) aby sekundární proud byl n násobkem proudu primárního.
- Číslo n je reálné číslo a označuje převod transformátoru.

Převod může být kladný nebo záporný podle zapojení svorek. Jako primární se označují svorky vstupní, jimiž je transformátor připojen na zdroj



Obr. 5. Rozptylová indukčnost transformátoru

napětí, na sekundární svorky se připojují spotřebiče.

Tyto dvě uvedené vlastnosti splňuje v rozsahu kmitočtů od blízkých nule do nekonečna jen ideální transformátor, u něhož se předpokládají i nekonečně velké impedance vinutí při zachování poměru jejich indukčností, ideálně těsná vazba a nulové ztráty. Tato představa je samozřejmě příliš vzdálena od skutečnosti, proto se někdy používá představa dokonalého transformátoru, který má sice konečné velikosti indukčností, ale s ideálně těsnou vazbou a nulové ztráty. U sdělovacích transformátorů se náhradní schéma obvykle skládá z ideálního transformátoru, k němuž se připojují ostatní obvodové prvky tak, aby se dosáhlo vlastností skutečného transformátoru. U silových transformátorů se schéma s ideálním transformátorem nepoužívá.

U skutečného transformátoru se dále uplatňuje konečná vodivost jeho magnetického obvodu. Magnetický indukční tok není soustředěn pouze do magnetického obvodu, společného jak primárnímu, tak sekundárnímu vinutí, jeho část se uzavírá ještě i magneticky méně vodivou cestou - vzduchem. Tím se stane, že z celého indukčního toku, buzeného primárním vinutím, prochází sekundárními závitů pouze jeho k_1 část. Vzniká tak rozptylový indukční tok, který způsobuje rozptylovou indukčnost transformátoru. Mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru není tedy těsná vazba, ta je pouze mezi jejich částmi $k_1 L_1$ a $k_2 L_2$, které se označují jako hlavní indukčnosti vinutí.

Přenos napětí a proudu mezi primární a sekundární stranou transformátoru uskutečňuje vzájemná indukčnost M (obr. 5), která je stejná, ať je transformátor napájen z jedné nebo z druhé strany. Vzájemnou indukčnost lze určit z indukčností sekundárního a primárního vinutí při znalosti k

$$M = \sqrt{k_1 k_2} \cdot \sqrt{L_1 L_2} = k \sqrt{L_1 L_2}.$$

Činitelé vazby k_1 primárního vinutí a k_2 sekundárního vinutí se mohou lišit, protože je však cílem dosáhnout co nejtěsnější vazby, bývají v praxi shodné, i když ne vždy, neboť na odlišnosti jejich velikostí jsou založeny

některé aplikace, např. transformátory se dvěma jádry.

Pro převod napětí z U_1 na U_2 platí (z obr. 5)

$$U_1/U_2 = M/(L_2 - L_{s2}) = \sqrt{k_1 L_1} / \sqrt{k_2 L_2},$$

pro činitele vazby $k_1 = k_2$ a bezztrátový transformátor bude

$$U_1/U_2 = U_1'/U_2' = \sqrt{L_1/L_2} = n.$$

Tato rovnice se používá pro definici převodu skutečného sdělovacího transformátoru.

Protože indukčnost vinutí je úměrná druhé mocnině závitů, je převod rovněž určen poměrem počtu závitů primárního a sekundárního vinutí

$$n = N_1/N_2.$$

Každý závit vinutí, má-li se uplatnit, musí zcela obepínat jádro, kterým prochází indukční tok (obr. 6). Snaha vyvést polovinu závitu podle obr. 6b se nemůže setkat s úspěchem, neboť vzniklou smyčkou neprochází indukční tok jádra, ale pouze malá část rozptylové indukčnosti toku, který se šíří vinutím podél jádra. Mají-li např. krajní sloupky jádra E poloviční průřez sloupku prostředního (obr. 6c), pak lze navinout 1,5 závitu uvedeným způsobem, který se někdy používá u transformátorů pro měřicí účely (při snaze o přesný převod). Transformátory s hrníčkovými jádry se čtyřmi vývodními otvory umožňují odstupňovat převod po čtvrtině závitu (obr. 6d).

U skutečných transformátorů se činitel vazby k pohybuje v mezích 0,98 až 1, obtížně se s ním počítá. Proto byl zaveden tzv. *činitel rozptylu* σ , který je i snadněji měřitelný. Je definován takto

$$\sigma = 1 - k^2.$$

Celkovou rozptylovou indukčnost lze měřit celkem jednoduše: její velikost, jak se jeví z pohledu jednoho z vinutí, se změní jako indukčnost tohoto vinutí při zkratování vinutí druhého. Při použití posledně uvedeného vztahu lze vyjádřit rozptylovou indukčnost velikostí indukčnosti primárního vinutí a činitelem rozptylu

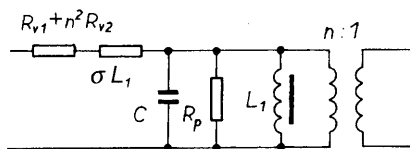
$$L_{s1} = L_1(1 - \sqrt{1 - \sigma}),$$

protože je výraz pod odmocninou velmi blízký jedné (nepřesahuje několik setin), udělá se zcela zanedbatelná chyba, napiše-li se $\sqrt{1 - \sigma} = 1 - (\sigma/2)$. Dosadí-li tento výraz do předchozí

rovnice, získá se vztah pro velikost rozptylové indukčnosti

$$L_{s1} = 1/2 \sigma L_1, \text{ popř. } L_{s2} = 1/2 \sigma L_2.$$

Aby se náhradní schéma transformátoru (vycházející z obr. 4) co nejvíce přibližovalo fyzikálním skutečnostem, doplňují se do náhradního schématu ideálního transformátoru odpory vinutí R_{v1} a R_{v2} , náhradní kapacita vinutí C a ztrátový odpor R_p , způsobený ztrátami v jádru transformátoru (obr. 7).



Obr. 7. Náhradní schéma sdělovacího transformátoru

U těch zapojení, v nichž je transformátor napájen ze zdroje o malém vnitřním odporu tak, že se může projevit vliv sériové rezonance, která je tvořena rozptylovou indukčností a vlastní kapacitou vinutí, připojuje se tato kapacita k hlavní indukčnosti vinutí. Pro transformátory, které jsou napájeny ze zdroje o velkém vnitřním odporu, u nichž se vliv sériové rezonance neprojevuje, vliv vlastní kapacity je takový, jako by působila na vstupních svorkách transformátoru (její velikost však bude jiná, budeme-li si ji myslet soustředěnou na primárním, nebo na sekundárním vinutí. Poměr těchto kapacit bude $1/n^2$). Vzájemná kapacita primárního a sekundárního vinutí, která se v praxi v činnosti transformátorů projevuje, je menší než její statická velikost, tj. kapacita, která byla změřena mezi primárním a sekundárním vinutím. Zahrnuje se rovněž do náhradní kapacity. Ztrátový odpor, způsobený ztrátami magnetického obvodu, uvažujeme paralelně k hlavní indukčnosti vinutí.

I toto náhradní schéma transformátoru však nevyjadřuje věrně chování transformátoru v celém rozsahu kmitočtů. U skutečného transformátoru jsou např. vyjádřeny i jiné parazitní rezonance, než jaké vyplývají z náhradního schématu, které vyhovuje praktickému použití do první sériové rezonance. Náhradní schéma však vy-

hovuje praktickému použití, neboť kmitočet první sériové rezonance omezuje v praxi přenos transformátoru.

Převod síťového transformátoru se určí z poměrů napětí, odpory vinutí R_{v1} , R_{v2} změřením stejnosměrných odporů vinutí. Celková rozptylová indukčnost se zjistí ze změřené impedance Z_k transformátoru nakrátko při malém napájecím napětí:

$$Z_k = \sqrt{(R_{v1} + n^2 R_{v2})^2 + (\omega \sigma L_1)^2}.$$

Ztrátový odpor R_p se zjistí měřením ztrátového výkonu P_v v jádru při chodu transformátoru naprázdno při jmenovitém napětí U_1 , nebo výpočtem z měrného ztrátového výkonu a hmotnosti jádra

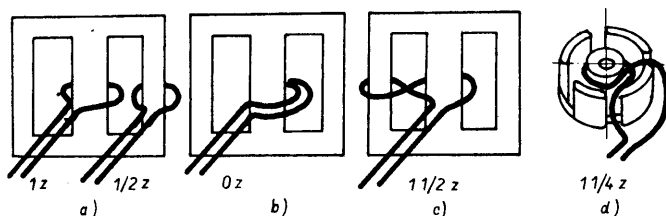
$$R_p = U_1^2 / P_v.$$

Vliv magnetického materiálu na vlastnosti síťového transformátoru

V rozvodné síti elektrického nízkého napětí byl transformátor použit prvně r. 1883. Jádrem byl toroid, vyrobený svinutím železného izolovaného drátu. Transformátor s magnetickým obvodem, který byl složen z podobných výseků, jaké se používají dnes, byl použit až v roce 1894. Od té doby se pouze vylepšují technologie výroby a především vlastnosti magnetických materiálů pro jádra, princip však zůstává týž. Podstatné je, že poměrné ztrátové výkony vztažené na 1 kg hmoty jádra se od té doby zmenšily desetkrát a pracovní magnetická indukce v jádru se zvětšila téměř dvakrát - a co je hlavním, bylo dosaženo stabilních magnetických vlastností jader bez projevů stárnutí. Stárnutí se u transformátorů např. velkých výkonů projevovalo nepřipustným zvětšením ztrátového výkonu jádra, jeho oteplováním, dalším zmenšováním účinnosti a posléze havárií transformátoru. Dnes mají transformátory dosud největších výkonů téměř 1 GVA poměrné ztráty řádu 10^{-4} .

Síťové transformátory malých výkonů, jednofázové nebo třífázové, jsou výlučně napájeny z rozvodné sítě napětím kmitočtu 50 (60) Hz. Rozvodná síť je pro transformátory i spotřebiče zdrojem o vnitřním odporu jen několik desetin ohmu, má přípustné kolísání jmenovitého napětí $\pm 10\%$ a kmitočtu $\pm 1\%$. Norma ČSN 35 125 označuje tyto transformátory jako síťové napájecí transformátorky. Zahrnuje výkony do 6,3 kVA. Většinou slouží k úpravě napětí, u jednofázových z napětí, které nesmí překročit 250 V, u třífázových 433 V.

Transformátory malých výkonů se zhotovují buď z normalizovaných ja-



Obr. 6. Vytvoření jednoho, poloviny a čtvrtiny závitu

der s typizovanými výstrojnými prvky nebo z jader, na která jsou mezi výrobce a spotřebitelem sjednány technické přejímací podmínky.

S typizovanými transformátory podle druhu normalizovaných jader lze přenášet výkony několik set wattů, nejvýše několik kilowattů. Pro vyplnění rozsahu výkonů, které omezuje uvedená norma pro síťové transformátory, se individuálně konstruují transformátory, jejichž jádra jsou složena z pruhů pásu, které jsou vystřihány z tabulí plechu.

Činitelé, kteří omezují rozměry a hmotnost transformátorů, majících přenášet požadovaný výkon, je teplota okolí, v níž transformátor pracuje, a teplo, vznikající jeho činností. Teplo všeobecně způsobuje změnu magnetických vlastností jádra transformátoru a ohrožuje elektrické izolace vinutí. Zvětšování přípustného oteplení má za následek i větší nároky na izolaci a tím i cenu transformátoru. Maximální teplota vinutí v jádře transformátoru, která odpovídá teplotní třídě, pro níž byl transformátor vyroben, nesmí být překročena, má-li být provoz transformátoru dlouhodobě spolehlivý.

Z hlediska klimatické odolnosti podle normy ČSN 35 8031 musí vyhovovat těmto zkouškám: zkouška mrazem SA7, suchým teplem SB8, vlhkým teplem - necyklickou zkouškou SC6. Tím má odpovídat např. kategorii 20/105/21 (min. záporná teplota/max. kladná teplota/počet dnů při teplotě 40 °C ve vzduchu o 90 % relativní vlhkosti). Z hlediska mechanické odolnosti - zaručení pracovních vlastností transformátoru po transportu zařízení (nebo zvláště u transportních zařízení vůbec) se transformátory zkoušejí rázy (např. zkouškou SE4) a chvěním (např. SF6) - ČSN 34 5681. Konstrukce transformátoru musí brát i ohled na bezpečnost jeho provozu před nebezpečným dotykem, vnikáním vody (přichází-li do úvahy), vnikáním cizích těles apod. Bezpečnostní třída transformátoru předepisuje minimální zkušební napětí mezi „živými“ svorkami vinutí transformátoru a určuje povrchovou vzdálenost mezi nimi a ostatními jeho kovovými částmi. *Izolační třídy* rozdělují transformátory na typy s běžnou izolací mezi primárním a sekundárním vinutím, se zesílenou izolací nebo s dvojitou izolací. Posledně jmenované třídy používají ochranný vodič. Bez ochranného vodiče musí být transformátor uzavřen v izolačním krytu, jehož provedení zabrání vnikání cizích předmětů i vody. Tento konstrukční ohled nesmí být přehlédnut u izolačních transformátorů, domácích spotřebičů, ručního nářadí apod. (ČSN 35 1330, 35 2335). Transformátory nesmí hlučet.

Nejedná-li se o transformátory se zvláštními nároky na určité vlastnosti, je volba materiálu jádra a provedení vinutí záležitostí ekonomickou. Nejrozšířenější jsou transformátory s plechy EI. U těch je náklad na jádro asi 15 % z ceny transformátoru. Vezmou-li se za základ ceny plechů EI za 1 kg, potom průměrné ceny jader z plechů M jsou asi 1,5krát vyšší, 2krát vyšší pro toroidy z oceli Fe-Si, 5krát vyšší pro jádra C a Q, 10krát vyšší pro toroidní jádra z permalloyů a 20krát vyšší pro jádra z permalloyových plechů M. Pro tenčí plechy se tyto rozdíly ještě dále zvětšují. Pro zajištění - poměr mezd k ceně transformátorů v tepelné třídě A s plechy EI bývá 1:2, pro jádra C je však pro velká jádra 1:3 a malá jádra 1:4. U transformátorů v tepelné třídě B se tento poměr dále zvětšuje a to 1,5 až 2krát. Pro tuto tepelnou třídu jsou navíc třeba jiné, dražší izolační materiály.

Jádra síťových transformátorů jsou magneticky sycena tak, že se výrazně uplatňuje nelineární vztah mezi B a H . Nemůže být proto při chodu transformátoru naprázdno - není-li zatížen - při harmonickém průběhu indukce i harmonický průběh magnetovacího proudu. Průběh magnetické indukce u transformátorů s výkonem větším než několik set VA, které mají malý odpor vinutí, kopíruje až na fázový posuv průběh síťového napětí, které mává zkrácením několik procent. Magnetovací proud se uvádí jako efektivní hodnota a příslušné magnetické pole v jádru se uvádí rovněž v efektivní hodnotě

$$H_{\text{ef}} = NI_m / l_s,$$

Někdy se magnetovací křivky, které se používají pro návrh transformátorů, uvádějí v závislosti na vrcholové hodnotě magnetovacího proudu

$$H = (NI_{m \text{ max}} / l_s) = (K_v NI_m / l_s),$$

kde K_v je činitel výkyvu proudu.

Výkon přenesený transformátorem je omezen příslušným oteplením vinutí a jádra. Přípustné oteplení je závislé na izolaci vodičů, izolaci plechů, materiálu cívkového tělíska, vlastnostech impregnačních hmoty a na magnetickém materiálu jádra. Při maximálně přípustné teplotě okolí 40 °C, na níž se transformátory obvykle konstruují pro jmenovité zatížení, je přípustné oteplení pro různé tepelné třídy v tab. 1. Oteplení vinutí se zjišťuje ze změny odporu vinutí, oteplení jádra se zjišťuje termoelektrickým článkem. Pracuje-li potom transformátor při teplotě okolí vyšší než 40 °C, musí se jeho předávaný výkon zmenšit, aby nebyla překročena přípustná maximální teplota. Naproti tomu je při nižší teplotě okolí možný výkon předávaný transformátorem zvětšit. Údaje o vlivu teploty okolí na odebíraný výkon jsou v tab. 2 (str. 49).

Oteplení vinutí přímo souvisí s proudovou hustotou ve vodiči. S ohledem na nejmenší ztrátový výkon ve vinutí má být průřez primárního vinutí stejný jako součet průřezů ostatních vinutí.

Pro primární vinutí je potom

$$a_v(S_v/2) = N_1 d^2,$$

kde a_v je činitel vinutí, který zahrnuje izolaci vodičů i nepravidelnosti vinutí,

S_v celková plocha okénka pro vinutí, tj. okénko, které je určeno z geometrických rozměrů cívkového tělíska, zmenšené o plochu izolačních prokladů vrstev, vzájemné izolace vinutí, obalu vinutí, popř. stínící fólie a d čistý průměr vinutí.

Proud v primárním vinutí závisí na proudové hustotě σ

$$I_1 = (\pi d^2/4) \sigma$$

při použití předchozího vztahu lze vztah pro I_1 upravit na

$$I_1 = \pi/8 \cdot (\sigma a_v S_v / N_1).$$

S použitím tzv. transformátorové rovnice je zdánlivý výkon transformátoru

$$U_1 I_1 = (4,44 S_v B_f) (\pi/8) (\sigma a_v S_v) = K S_v S_v [-; \text{m}^4].$$

Všichni činitelé kromě S_v a S_v jsou zahrnuti do konstanty K .

Typový výkon transformátoru se zvětšuje se čtvrtou mocninou jeho lineárních rozměrů - při zachování všech ostatních činitelů. Transformátor s dvojnásobným délkovým rozměrem přenáší tedy 16krát větší výkon.

Typový výkon transformátoru souvisí přímo s výkonem, který chceme přenést do spotřebiče, v mnohých případech však s ním není totožný. Např. typový výkon transformátoru pro jednocestný usměrňovač musí být 3,14krát větší než „usměrněný“ výkon, pro jednofázový dvoucestný 1,57krát větší a pro jednofázový můstkový 1,11krát větší. Tento typový výkon musí však být zvětšen ještě o ztrátový výkon v transformátoru a v usměrňovači.

V tab. 3 jsou i orientační velikosti proudové hustoty, používané pro vodiče u transformátorů tepelné třídy A. V téže tabulce je i orientační velikost účinnosti transformátorů, dosahovaná s běžnými jádry. Údaje odpovídají hospodárnému využití materiálů: jsou získány z přípustné velikosti magnetické indukce a z přípustného oteplení vinutí. Uvedenou účinnost lze zlepšit pouze při zvýšení nákladů na výrobu, např. při zvětšení rozměrů tím, že se zmenší indukce a proudová hustota. Nejde o žádné fyzikální omezení, pouze o omezení ekonomická.

Napájecí transformátory musí pracovat i při napětí, které se liší o 10 % od jmenovitého napětí sítě a při kmi-

Tab. 1. Tepelné třídy izolace

Třída izolace	Maximální oteplení [°C]	Maximální teplota vinutí [°C]
Y	45	90
A	60	105
E	75	120
B	85	130
F	100	155
H	100	180
C	>100	>180

Tab. 2. Koeficient pro zmenšení výkonu transformátoru, pracuje-li při teplotě okolí vyšší než 40 °C. Při teplotě nižší než 40 °C může být transformátor naopak zatížen výkonem větším (při teplotě okolí 25 °C může být výkon 1,14krát větší, než na jaký byl konstruován pro teplotu okolí 40 °C)

Teplota okolí [°C]	Koeficient zmenšení výkonu
25	1,14
40	1,00
45	0,93
50	0,87
55	0,80
60	0,73
65	0,67
70	0,60

točtu odchýleném o 1 % od jmenovitého síťového kmitočtu. Za uvedených podmínek neměla by být u jader z Trafokeru, Ortopermu a oceli Eo překročena magnetická indukce 1,75 T, pro plechy z oceli Ei 1,6 T a pro plechy Et 1,4 T.

Při zatížení transformátoru vlivem odporu vinutí a rozptylové indukčnosti se napětí zmenší o k_u % proti napětí naprázdno. Obvyklé velikosti k_u , které se vyskytují nejčastěji, jsou v tab. 3. Se zmenšením napětí se musí počítat již při výpočtu transformátoru při návrhu jeho vinutí. U zkratuvzdorných transformátorů, jejichž odolnost není podmíněna použitím jištění, je žádoucí, aby úbytek napětí při zkratu vzhledem ke jmenovitému napětí byl poměrně značný a to takový, aby se

napětí na hlavním vinutí zmenšilo tak, aby transformátor nebyl při zkratu přetížen. Poměrný úbytek napětí je uveden rovněž v tab. 3.

Účinnost transformátoru nepodmíněně zkratuvzdorného a vůči zkratu neodolného bývá přibližně táž. Úbytku napětí na vinutí zkratuvzdorných transformátorů je dosahováno větší rozptylovou indukčností, která se získává příslušným uspořádáním vinutí, např. jejich prostorovým oddělením tak, že se primární a sekundární vinutí navine odděleně na jednotlivé sloupky transformátoru potřebného tvaru.

Se zmenšujícími se rozměry jader se používá menší magnetická indukce (tab. 4). Tím se kompenzuje zvětšení magnetovacího proudu u transformátorů malých rozměrů. U rozměrově menších výseků se tím rovněž omezuje vliv deformace krajů výseku při lisování, která zhoršuje vlastnosti do vzdálenosti několika tloušťek plechů od střížné hrany a zvětšuje tím magnetovací proud. Činitel plnění by měl být uvažován v mezích podle druhu izolace plechů podle tab. 5. Činitel plnění je určen z geometrického průřezu, určuje se výpočtem, měřením, vážením při znalosti měrné hmoty jádra.

Velikost magnetovacího proudu - proud naprázdno - je-li přípustné velikosti, potvrzuje správnost návrhu, navinutí i sestavení transformátoru. Z magnetovací křivky materiálů jader pro zvolenou indukci se určí intenzita magnetického pole a z ní, z počtu závitů a střední délky magnetické siločáry magnetovací proud

$$I_m = (H_{ef} l_s) / N_1.$$

Magnetovací proud má složku jalovou a činnou. Činná složka magnetovacího proudu bývá obvykle 0,3 až 0,5 proudu jalového. U transformátorů velkých výkonů bývá magnetovací proud několik procent jmenovitého primárního proudu, u transformátorů pro stovky VA je asi 10 %, u ještě menších transformátorů bývá i několik desítek %. Magnetovací proud je při stejné magnetické indukci transformátoru závislý na materiálu jádra, na jeho tvaru a složení plechů. Se zvětšujícím se stahováním plechů já-

Tab. 4. Používané magnetické indukce. Transformátory chlazené přirozeným prouděním vzduchu

Výkon transf. [VA]	Plech Eo, jádra C [T]	Plech Ei [T]	Plech Et [T]
do 10	1,2	1,0	0,8
do 100	1,5	1,2	1,2
do 1000	1,7	1,4	1,3
do 6300 (jádra ze stříh. plechů)	1,75	1,5	1,4

Tab. 5. Činitel plnění pro některé druhy izolace a tloušťky plechů

Izolace	Tloušťka [mm]				
	0,5	0,35	(0,32) 0,30	0,13	0,08
papírová		0,85			
laková (vrstva 20 μm)		0,92			
sulfisol	0,95	0,92			
keram.		0,92			
oxidová (jádra C)		0,95		0,85	0,8

dra se magnetovací proud až do určité velikosti zmenšuje. Stahováním plechů se zmenšuje současně vliv mezer. Protichůdně však může zvětšení magnetovacího proudu způsobit vliv magnetostrické plechů, projevující se tlakem, vznikajícím při stahování jádra.

Dosadí-li se za N_1 z transformátorové rovnice do rovnice pro magnetovací proud, je

$$I_m = (H_{ef} l_s / U_1) 4,44 S B f \quad [-; m^3].$$

Magnetovací proud se u transformátoru při stejném napětí zvětšuje se třetí mocninou lineárních rozměrů transformátoru. Protože se výkon transformátoru zvětšuje se čtvrtou mocninou rozměrů, je poměrný magnetovací proud vztahovaný k výkonu transformátoru nepřímým lineárním roz-

Tab. 3. Některé údaje k návrhu transformátorů

Výkon transformátoru [VA]	1 až 3	3 až 10	10 až 30	30 až 100	100 až 300	300 až 1000	<1000
σ [A/mm ²]	6,5 až 5,5	5,5 až 5,1	5,1 až 4,5	4,5 až 3,8	3,8 až 2,5	2,5 až 2,1	2
η [%]	50 až 55	55 až 60	60 až 70	70 až 80	80 až 90	90 až 92	92
k_u [%]	45 až 35	35 až 25	25 až 15	15 až 10	10 až 5	5 až 3	3
k_u [%] pro zkratuvzd. transf.	60	55	50	45	40	35	35
Napětí naprázdno větší proti zatížení	1,8 až 1,5	1,5 až 1,3	1,3 až 1,2	1,2 až 1,1	1,1 až 1,05	1,05 až 1,03	1,03

měru. U transformátorků s typovým výkonem menším než 1 VA je magnetovací proud téhož řádu jako proud jmenovitý. Při dimenzování vodiče primárního vinutí musí se v tomto případě magnetovací proud uvažovat, nebo je jej třeba zmenšit zmenšením magnetické indukce. Typový výkon transformátorků malých výkonů zjišťovaný z údajů primárního vinutí se z tohoto důvodu liší od údajů, zjištěných ze sekundárního vinutí (nebo sekundárních vinutí).

U transformátorků malých výkonů plechy, z nichž se skládá magnetický obvod, nebývají izolované, neboť se se zmenšujícími se rozměry zmenšuje i vliv ztrát v jádru. Na ztrátách transformátorků malých rozměrů se nerozezná ani vliv kvality použitých plechů, někdy výsledky měření bývají i opačné. Výseky plechů pro transformátory malých výkonů - do 100 VA - nemusí být proto ani izolovány. Výsledné ztráty jsou ovlivněny technologií výroby výseků i stahováním jádra. Převažují však ztráty ve vinutí. U transformátorů velkých výkonů je tomu naopak. U transformátorů od jednotek kVA se úzkostlivě kontroluje izolace plechů. Odpor mezi plechem na 1 cm² plochy a vodivou destičkou přitlačenou silou 10 N musí být větší než 10 Ω. Nespolehlivost této izolační vrstvy může vést i k tepelnému zničení transformátoru.

Výkon ztracený hysterezními ztrátami na 1 kg jádra se vyjadřuje empiricky odvozeným vzorcem

$$p_h = K_h (f / 100) (B / 1,5)^x,$$

kde exponent bývá v rozmezí 1,5 až 2,8. Větší exponent odpovídá plechům spíše s pravouhlým průběhem hysterezní smyčky. Obvykle se počítá s exponentem 2. Pro oceli Eo $K_h = 1$ až 1,5.

Výkon ztracený vířivými proudy na 1 kg jádra se rovněž vyjadřuje empiricky odvozeným vztahem

$$p_w = K_w \{ (f / 100) (B / 1,5) \}^2 (K_t / 1,11)^2,$$

kde K_w bývá v rozmezí 1,5 až 2, K_t je činitel tvaru. Se zkreslením křivky napětí na transformátoru se zvětšují i ztráty vířivými proudy. Složka ztrát hysterezi není na průběhu křivky napětí závislá. Pro plechy Eo jsou ztráty vířivými proudy přibližně 25 % z celkových ztrát, pro plechy Ei o tloušťce 0,5 mm jsou 30 %.

Proto je možné pro odhad měrného ztrátového výkonu použít vzorec, který slučuje obě jeho složky

$$p_v = p_{1,5} (B / 1,5)^2.$$

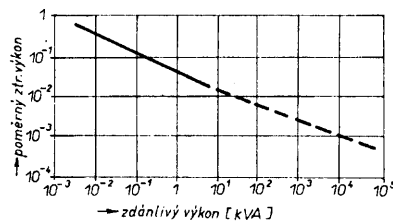
Protože se transformátory navrhuji převážně pro síťový kmitočet 50 Hz, vyjadřují se ztráty v jádře ztrátovým

číslem $p_{1,5}$, $p_{1,5}$, $p_{1,7}$, které udává ztráty vztažené na 1 kg plechu pro magnetickou indukci 1, 1,5 a 1,7 T při harmonickém průběhu magnetické indukce o kmitočtu 50 Hz. Použijí-li se některé z těchto údajů a je-li určena hmotnost jádra, výsledek se obvykle zvětšuje o 20 % (aby se kompenzovalo zvětšení ztrát vlivem výroby výstřihů a sestavení jádra). U transformátorů velkých výkonů s plechy Eo10 sycenými na 1,6 T byly zjištěny ztráty v jádru při uvažování přídavných ztrát asi o 12 % větší, než jaké byly zjištěny uvedenými výpočty.

Vliv kmitočtu na ztrátový výkon je znatelný - Eo10 s $p_{1,5} = 1$ při 50 Hz má při 60 Hz $p_{1,5} = 1,3$.

Součet ztrátových výkonů v jádru i ve vinutí, které transformátor s ohledem na svoji tepelnou třídu může odvést svým povrchem, je úměrný druhé mocnině lineárních rozměrů. Poměr ztrátového výkonu a jmenovitého výkonu je proto nepřímouměrný druhé mocnině lineárních rozměrů, proto přípustná proudová hustota ve vodiči vinutí se zmenšuje se zvětšující se velikostí transformátoru, aby se zmenšil ztrátový výkon a aby tak nebyla překročena maximální přípustná teplota vinutí. Zmenšující se přípustný poměrný ztrátový výkon se při zvětšujících se rozměrech transformátoru projevuje na účinnosti transformátoru, která se při zvětšující se velikosti transformátoru zvětšuje.

Přibližný průběh poměrných celkových ztrát transformátorů, z nichž



Obr. 8. Poměrný ztrátový výkon síťových transformátorů

lze určit jejich účinnost, je na obr. 8. Z grafu je patrné, že síťové transformátory s výkonem menším než 10 VA jsou pro svoji malou účinnost nevýhodné pro miniaturizaci napáječů. Spínací zdroje a dvojitá zapojení s kmitočtem desítek kHz, které tuto oblast vyplňují, v tomto směru podstatně zlepšují účinnost napáječů malých výkonů.

Ztrátový výkon v jádru způsobený hysterezi a vířivými proudy je úměrný hmotnosti jádra. Zvětšuje se s třetí mocninou lineárních rozměrů. Ztrátový výkon v jádru není závislý na výkonu transformátorem přenášeném, je stejný jak při chodu naprázdno, tak při zatížení. U transformátorů malých výkonů je ztrátový výkon v jádru asi 1/10 celkových ztrát. Je-li možné ztráty v jádru proti ztrátám ve vinutí zanedbat, účinnost je na oteplení transformátoru nezávislá. Převládají-li

ztráty v jádru nad ztrátami ve vinutí, tak se oteplení se zvětšujícím se přenášeným výkonem u téhož transformátoru jen mírně zvětšuje a účinnost se rovněž mírně zvětšuje.

Síťové transformátory s plechy M a E/I

Úkolem síťového transformátoru je přenášet co nejúčinněji i značné elektrické výkony. Magnetická indukce bývá velká, protože s jejím zvětšováním se zmenšují rozměry transformátoru a zvětšuje se přenášený výkon. Se zvětšující se magnetickou indukcí se však zvětšují i ztráty, které transformátory větších výkonů oteplují. Zdrojem tepla je i odpor vinutí. Udržet oteplení v přípustných mezích při současně co nejmenších rozměrech transformátoru při zadaném přenášeném výkonu je vlastním úkolem návrhu.

Připojením nezátíženého transformátoru na síť o harmonickém průběhu napětí prochází jeho vinutím magnetovací proud I_m , který nemá harmonický průběh. Harmonický průběh má však magnetický indukční tok, který je úměrný magnetické indukci v jádru transformátoru.

Pro názor je na obr. 9a znázorněn při harmonickém průběhu napětí průběh magnetovacího proudu v jádře, které je složeno z transformátorových plechů TN-1,6-0,35 pro $B = 1,4$ T. Vzhledem k hysterezi jádra je magnetovací proud posunut vzhledem k indukčnímu toku tak, že jej předbíhá, což na obrázku pro zjednodušení není uvedeno. Maximální hodnota magnetovacího proudu je

$$I_{m \max} = H_s / N_1,$$

kde H je maximální hodnota intenzity magnetického pole, náležející k indukci B .

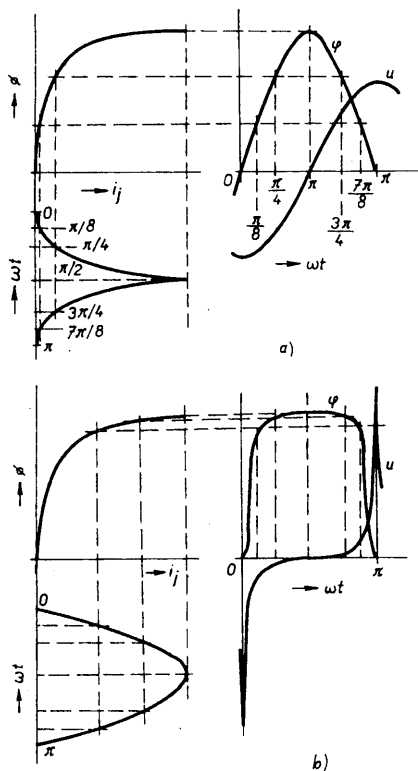
Efektivní hodnota magnetovacího proudu je závislá na činiteli výkyvu K_v

$$I_m = (1 / K_v) (H_s / N_1).$$

Jako příklad je uveden v tab. 6 činitel výkyvu K_v pro transformátorovou ocel TN-1,6-0,35 a Ei 55 (zjištěno na jádrech bez mezer).

Tab. 6. Činitel výkyvu pro transformátorovou ocel TN-1,6-0,35 a Ei55-0,5. (Pro B menší než 0,6 T lze přibližně předpokládat, že B a H mají současně harmonický průběh protože $K = 1,41$)

B [T]	K_v	
	TN-1,6-0,35	Ei 55-0,5
0,8	1,6	1,43
0,9	1,65	1,49
1,0	1,70	1,55
1,1	1,75	1,62
1,2	1,90	1,72
1,3	2,15	2,00
1,4	2,35	2,20
1,5	-	2,35
1,6	-	2,45



Obr. 9. Průběhy okamžitých hodnot indukčního toku a napětí, které jsou odvozené ze zjednodušeného průběhu magnetovací křivky, harmonický průběh a) magnetické indukce, b) magnetovací proudu

Někdy se H na magnetovacích křivkách pro materiály napájecích transformátorů vyjadřuje v efektivních hodnotách, vždy proto musí být uvedeno, zda je velikost H určena stejným měřením, či zda se vztahuje k údajům, které byly zjištěny z efektivní nebo maximální hodnoty proudu.

Síťový transformátor bývá zadán napětím a kmitočtem sítě, na kterou je připojen, a zdánlivým výkonem, který transformátor má na sekundární straně odevzdat. Má-li transformátor několik výstupních vinutí, sečetly by se všechny dílčí výkony na jednotlivých jeho vinutích, aby se získal celkový výkon na sekundární straně.

Zdánlivý výkon P_{j1} na primární straně transformátoru, zanedbají-li se ztráty transformátoru a magnetovací proud, je roven zdánlivému výkonu P_{j2} na jeho sekundární straně a tím i přenášenému zdánlivému výkonu P_j . Tento zdánlivý výkon je

$$P_j = U_1 I_1.$$

Dosáhne-li transformátor zatížením při teplotě okolí 40 °C ustálené teploty, která odpovídá jeho tepelné třídě, je zdánlivý výkon jeho typovým výkonem. Výkon, který transformátor dodává do zátěže, např. jako usměrněný proud při dosažení teploty odpovídající rovněž jeho tepelné třídě, je

jmenovitý výkon. Ten, jak bylo uvedeno, může být menší než jeho typový výkon. Přerušováním odběru, např. při svařování maximálním jmenovitým proudem, se ustálí teplota transformátoru na maximální přípustné velikosti, bude-li typový výkon transformátoru asi jen 0,6 maximálního jmenovitého svařovacího výkonu.

Dosadí-li se do posledně uvedeného vztahu za U_1 výraz pro napětí z transformátorové rovnice a za I_1 proud protékající vinutím, získá se vztah pro zdánlivý výkon transformátoru. Proud I_1 , procházející vinutím, je omezen maximální přípustnou proudovou hustotou ve vodiči vinutí o průřezu $S_{v1} = S_{v1}$, která je vymezena pro průřez primárního vinutí, a dále počtem závitů N_1 . S_v je celková plocha, která je pro vinutí použitelná. Je-li dále činitel vinutí a_v a činitel plnění mědi f_{cu} , je

$$I_1 = \sigma (\pi/4) a_v (S_{v1}/N_1) = \sigma f_{cu} (S_{v1}/N_1).$$

Dosadí-li se tento vztah za proud I_1 do předchozí rovnice a za U_1 napětí z transformátorové rovnice, získá se vztah mezi průřezem jádra, okénkem pro vinutí a přenášeným zdánlivým výkonem transformátoru

$$S_j S_{v1} = P_j / 4,44 \sigma f_{cu} f B.$$

Proudová hustota se volí podle výkonu, závisí na tepelné třídě transformátoru. Pro tepelnou třídu A, která je běžná, jsou uvedeny orientační velikosti v tab. 3. Činitel plnění mědi závisí na průměru použitého vodiče, pro malé transformátory do 100 VA je přibližně 0,5, pro větší výkony 0,6. Magnetická indukce se volí podle druhu materiálu, velikosti transformátoru a podle přípustných proudů při zapínání transformátoru - možnosti udává tab. 3. Hledá se soulad mezi touto rovnicí a jádrem, jehož cívkové tělísko poskytuje okénko pro vinutí S_v a jehož průřez jádra S_j tuto rovnici splňuje.

Obvykle se používají typizované velikosti transformátorů, z těch je nutno vybrat vhodný typ jádra, jehož průřez a okénko pro vinutí odpovídá vypočtenému součinu.

Zbývá tudíž konstruktérovi rozhodnout se pro některý typ a počítat s údaji uvedenými v tabulkách typizovaných velikostí, v nichž bývají všechny potřebné další vztahy jako hmotnost magnetického jádra, střední délka magnetické siločáry apod. Někdy je uváděn i přenášený výkon. Příklad pro jádra a plechy M je v tab. 7. Není podstatných rozdílů při návrhu síťových transformátorů s plechy M nebo EI. Potřebná data pro návrh transformátoru s plechy EI jsou podrobně uvedena v [2].

Pro výpočet primárního vinutí se vychází z transformátorové rovnice, která je základním vzorcem pro

výpočet indukovaného napětí. Z tohoto vzorce se vypočítá potřebný počet primárních závitů. Magnetická indukce pro transformátorové plechy za tepla zpracované se uvažuje v rozsahu 0,8 až 1,4 T, pro jádra z plechů magneticky izotropních za studena válcovaných 1 až 1,5 T a pro jádra z magneticky anizotropních materiálů 1,2 až 1,75 T (viz tab. 4). Pro transformátory s výkony do 200 VA se používají plechy EI55 s $p_1 < 1,7$ W/kg tloušťky 0,5 mm. U malých transformátorů, které mají mít malý proud naprázdno, se volí magnetická indukce i v rozsahu 0,6 až 0,8 T (platí pro 50 Hz). Pro jiný kmitočet se volí podle ztrát v jádru. Pro transformátory s výkony do 200 VA není volba plechu s ohledem na ztráty příliš kritická. Pro výkony transformátorů větší než 200 VA je třeba uvažovat oteplení jádra. Potom je nutné volit plech s menším ztrátovým číslem, nebo zmenšit magnetickou indukci tak, aby se zmenšily ztráty.

Počet sekundárních závitů se určuje buď z transformátorové rovnice nebo z poměru žádaného napětí k napětí na primární straně a z počtu primárních závitů.

$$N_2 = N_1 (U_2 / U_1).$$

Kdybychom však použili takto vypočítaný počet závitů, bylo by ve skutečnosti sekundární napětí při zatížení transformátoru menší než žádané. Tento pokles napětí je způsoben ztrátami jak ve vinutí, tak v jádře a rozptylovou indukčností. Proto je nutné počet vypočtených závitů upravit podle různých výkonů transformátoru o úbytek napětí na vinutí. Pro ilustraci je uveden přibližný úbytek napětí pro jádra s plechy M v tab. 7. Opraví-li se počet závitů způsobem, jak je dále uvedeno, je to obvykle dostačující. Úbytek napětí při zatížení se uvažuje, že je ve fázi s napětím na zátěži, takže se k tomuto napětí algebraicky přičítá. Protože úbytky napětí na vinutí jsou u transformátorů malých výkonů způsobeny převážně odporem vinutí a zátěž je obvykle odporová, je tento předpoklad přípustný. Kdyby se měl stanovit přesný počet závitů, muselo by se zmenšení sekundárního napětí zpřesnit podle proměřeného vzorku transformátoru, který je jmenovitě zatížen.

Vlivem ztrát ve vinutí je na sekundární straně napětí menší o

$$U_z = R_{v1} I_1 (U_2 / U_1) + R_{v2} I_2.$$

Označí-li se

$$(R_{v1} / U_1) I_1 = k_{u1} \text{ a } (R_{v2} / U_2) I_2 = k_{u2}$$

a celkový poměrný úbytek

$$U_z / U_2 = k_{u1} + k_{u2} = k_u$$

potom je na primárním vinutí transformátoru napětí (při uplatnění odporu vinutí)

Tab. 7. Výpočtová tabulka pro napájecí transformátory s plechy M podle oborové normy NT-N 02

Označení M		12	17	20	23	29	34	35	5z	7	7z
Vhodné pro výkon [VA] (50 Hz) a magn.indukci	1,4 T	5	14	29	60	82	140	210	-	-	-
	1,2 T	4	12	25	50	70	120	180	-	-	-
Šířka stř. sloupku [mm]		12	17	20	23	29	34	34	5	7	7
Výška svazku jádra [cm]		1,5	2	2,7	3,2	3,2	3,5	5,2	0,45	0,65	1
Počet plechů [ks]	0,35 mm	28	37	50	61	61	68	144	$t = 0,05 \text{ mm}$		
									90	128	185
	0,5 mm	39	52	71	87	87	96	104	$t = 0,01 \text{ mm}$		
									45	64	95
Čistý průřez jádra [mm ²]	0,5 mm	1,65	3,2	5,1	7	9	11,5	17,1	-	-	-
	0,35 mm	1,5	2,8	4,5	6,2	7,9	10	15	-	-	-
Délka magn. siločáry [cm]		10,2	13,1	15,5	17,6	19,7	23,8	23,8	5,2	6,56	6,56
Hmotnost jádra [kg]		0,13	0,31	0,58	0,91	1,28	1,98	3	0,011	0,031	0,047
Šířka vinutí [cm]	maxim.	2,6	3,25	3,7	4,3	4,9	6,1	6,1	1,3	1,7	1,7
	s vývody po jedné straně	2,3	2,95	3,4	3,95	4,55	5,7	5,7	1,2	1,6	1,6
	s vývody po obou stranách	2,1	2,75	3,2	3,7	4,3	5,4	5,4	1,1	1,5	1,5
Výška vinutí [cm]	maxim.	0,7	0,85	1	1,2	1,1	1,35	1,35	0,3	0,4	0,4
	pro dráty do prům. 0,6 mm	0,6	0,75	0,9	1,08	0,98	1,2	1,2	0,25	0,35	0,35
	pro dráty o prům. >0,6 mm	0,55	0,7	0,85	1,025	0,92	1,15	1,15	-	-	-
Střední délka závitů při plnění 100 % [cm]		8,35	11,45	13,58	16,1	16,7	19,4	23,3	3,6	5,4	5,9
Dovolená proudová hustota pro oteplení o 60 °C [A/mm ²]		5,5	4,6	4	3,6	3,4	3,2	3	-	-	-
Počet závitů na 1 V ($t = 0,35/0,5 \text{ mm}$)	$B = 1,2 \text{ T}$	25/22,7	13,3/11,7	8,3/7,3	6/5,3	4,7/4,4	3,8/3,2	2,5/2,2	-	-	-
	$B = 1,4 \text{ T}$	21/19,8	10,6/10	7,1/6,2	5,1/4,5	4/3,5	3,2/2,7	2,1/1,9	-	-	-
Zmenšení napětí [%] pro max. výkon		40	23	16	12	9,5	7,5	7	-	-	-
Poměrný úbytek napětí k_u		0,55	0,3	0,2	0,13	0,1	0,08	0,07	-	-	-

Zvolená magnetická indukce pro žádaný výkon transformátoru musí odpovídat přípustným ztrátám plechů, nemá-li být překročeno přípustné oteplení jádra. Orientačně lze posoudit podle obr. 13.

Pro plechy Et a Ei od Ei70 výše lze použít magnetickou indukci 1,2 T, pro plechy od Ei60 níže magnetickou indukci 1,4 T.

$$U_1 (1 - k_{u1}) = U_1 (1 - k_u / 2),$$

a na sekundární straně, má-li být na zátěži napětí U_2 , musí být napětí na prázdně

$$U_{20} = U_2 (1 + k_{u2}) = U_2 (1 + k_u / 2).$$

Počet primárních závitů N_1 navrhovaného transformátoru se proto zmenší a vypočítá se ze vzorce

$$N_1 = U_1 n (1 - k_u / 2),$$

kde U_1 je jmenovité napětí a n počet závitů na 1 V, který se vypočítá z transformátorové rovnice. Počet sekundárních závitů se naproti tomu zvětší. Počet závitů N_2 jednoho sekundárního vinutí je

$$N_2 = U_2 n (1 + k_u / 2).$$

O tuto velikost nutno zvětšit sekundární napětí transformátoru, abychom dostali při jmenovitém zatížení žádané

napětí. Počet závitů n na 1 V odpovídá maximální dovolené magnetické indukci, které se dosáhne u jádra s dolní mezí tolerance jeho geometrického průřezu, násobeného předpokládaným činitelem plnění, pro síťový kmitočet 49,5 Hz pro transformátory s jmenovitým kmitočtem sítě 50 Hz a se síťovým napětím zvětšeným o 10 % proti napětí jmenovitému s ohledem na kolísání síťového kmitočtu a jeho napětí. Pokud síťového napětí není nebezpečný. Bude-li transformátor zatížen menším výkonem P_s' než je výkon P_s , který zvolená velikost jádra umožňuje přenést pro přípustné oteplení a bude-li okénko pro vinutí plně využito, bude úbytek napětí k_u' menší než úbytek uváděný v tabulkách

$$k_u' = k_u (P_s' / P_s).$$

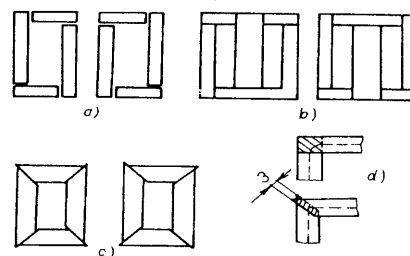
Zbývá stanovit průměr vodičů pro jednotlivá vinutí s ohledem na jejich oteplení. Označí-li se proudová hustota σ [A/mm²] a I proud vodičem [A], je potřebný průměr vodiče [mm]

$$d = 1,13 \sqrt{I / \sigma} \quad [\text{mm}; A, A/\text{mm}^2]$$

Pro transformátory s plechy M je možné volit proudovou hustotu zhruba podle údajů v tab. 7.

Jádra síťových transformátorů skládaná ze stříhaných pásů

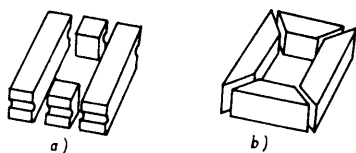
Překračuje-li požadovaný výkon transformátoru výkon typizovaných jader, která jsou k dispozici, což je pro výkony větší než 1 kVA, jádra se skládají z pásů stříhaných z tabulí oceli zn. Eo. Možnosti skládání jádra transformátoru jádrového typu jsou na obr. 10a, plášťového typu obr. 10b.



Obr. 10. Skládání jádra transformátoru z pásů plechu, a) jádrový, b) plášťový typ, c) přeplátování 45°, d) oblast přidavných ztrát při skládání plechů pod úhly 90 a 45°

Plechý jádra z obr. 10a, b jsou přeplátovány pod úhlem 90°, plechy jádra z obr. 10c pod úhlem 45°. Přeplátováním pod úhlem 90° vznikají v rozích přídatné ztráty, neboť magnetický tok v rozích se uzavírá magneticky nevýhodným směrem. Překrytí přeplátování plechů pod úhlem 45° postačuje 3 mm (obr. 10d), takže se značně omezí oblast přídatných ztrát. Otvory v pásích pro stahování plechů nejsou, plechy do jader se stahují rámy a úhelníky. Nastříhané pásy se před montáží podrobují regeneračnímu tepelnému zpracování v ochranné atmosféře nebo ve vakuu (800 °C, 2 h) podle vlastností izolační vrstvy.

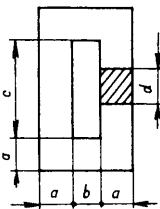
Jiná technologie a sestavování jader skládaných z pásů stříhaných z tabulí je podobná technologii výroby jader C z materiálů Eo. Nastříhané pásy, složené v přípravcích do částí jader - modulů (obr. 11) se regeneračně tepelně



Obr. 11. Díly jádra složené se stykem natupo s úhlem 90° (a) a 45° (b)

zpracují. Potom se svazky z plechů vzájemně slepí epoxidovými pryskyřicemi a části, které na sebe natupo doléhají, se zabrousí a vypalují se. Zkratky vzniklé mezi plechy zabrusováním se odstraní leptáním kyselinou solnou (35 %) nebo kyselinou dusičnou (25 %). Leptá se několik minut, jen co se objeví mezery mezi jednotlivými plechy. Po skončení se leptané plechy opláchnou čpavkovou vodou. Tupý styk může být vytvořen na 90° nebo 45°. Pro styk 90° vzniká náhradní mezera velikosti 2 až 3 µm. Styk pod úhlem 45° bývá vyroben s menší přesností - rozevření může dosáhnout několika desítek mikronů. Bez zhoršení magnetických vlastností je možné po sestavení celého transformátoru díly jádra na styčných hranách (rozích) vzájemně elektricky svařit nekovovou elektrodou. Tím se usnadní mechanické upevnění transformátoru.

Poměr výšky c okénka pro vinutí k jeho šířce b (obr. 12) bývá u



Obr. 12. Rozměry jádra

transformátorových jader 2,5 až 3,5. Průřez jádra bývá čtvercový až obdélníkový s poměrem stran až 1:2. Větším poměrem výšky okénka k šířce se zvětšuje poměr hmoty jádra k hmotě vinutí a tím se i ovlivňují cenové náklady. Transformátory s tímto větším poměrem mají menší činitel rozptylu indukčního toku a menší odpor vinutí pro

menší střední délku závitů. Zvětšuje-li se tento poměr, zmenšuje se využití okénka pro vinutí vlivem nezbytné izolace vinutí a potřebné vzdálenosti od jádra. Tato okolnost vede ke zmenšování průřezu vodiče, to způsobuje zvětšení proudové hustoty vodičů a oteplování vinutí. Čtvercovým průřezem jádra se dosahuje největšího pravouhlého průřezu jádra při dané délce obvodu. Takovými průřezy se dosahuje úspory mědi a menšího odporu vinutí.

Označí-li se S_v' průřez okénka pro vinutí, které je k dispozici na transformátorovém jádru, lze tento průřez pro vinutí využít asi jen ze 70 %

$$S_v = 0,7 S_v'$$

Pro primární vinutí je k dispozici jen polovina této plochy. Proto

$$S_{v1} = 0,7 \cdot 0,5 S_v'$$

Při uvažovaném činiteli plnění jádra 0,95 je geometrický průřez jádra S_j'

$$S_j' = S_j / 0,95$$

Činitel plnění mědi, vzhledem k předpokládaným větším výkonům a tím i větším průměrům vodičů, se volí 0,6. Proudová hustota se pro větší výkony transformátorků uvažuje 2,5 A/mm². Dosazením za S_{v1} , S_j' , f_{cu} , $f = 50$ Hz a $B = 1,7$ do již uvedeného vztahu pro S_v' , S_j dostaneme

$$S_v' S_j' = P_j / 188 \cdot 10^6$$

Budou-li se uvažovat takové rozměry plechů, které složí jádro s poměrem výšky okénka k jeho šířce 3 a se čtvercovým průřezem jádra (tj. pro $a = d$, obr. 12) bude pro uvedený příklad

$$a = 0,0065 \cdot \sqrt[4]{P_j}$$

je-li např. $P_j = 1000$ VA, bude
 $a = 4$ cm.

Tím jsou určeny výchozí rozměry jádra.

Bude-li se uvažovat např. jednoduché provedení transformátoru, tj. jádro tvaru U, složené z plechů Eo 10 s jednou cívkou, navrhne se transformátor včetně rozměrů cívkového tělíska a prokladů. Při návrhu se zpřesní činitel využití okénka pro vinutí, činitel plnění mědi a proudová hustota s ohledem na přípustné oteplení. Postup se opakuje. Uvažuje se kolísání napájecího napětí a kmitočtu tak, že magnetická indukce nepřekročí 1,7 T. Úplný návrh musí uvažovat teplotní třídu transformátoru, podle ní se volí izolace vodičů a izolační materiály. Zjistí se ochlazovaná plocha jádra a vinutí a vypočítá se oteplení transformátoru. Při nepříznivém výsledku se musí zmenšit magnetická indukce jádra, aby se zmenšily jeho ztráty a proudová hustota, čímž se změní rozměry celého transformátoru. Postup se zpřesňuje do etapy výroby vzorku a jeho ověřování.

Oteplení transformátoru

Vinutí transformátoru a jeho jádro jsou při provozu transformátoru zdrojem tepla. Při ustálení teploty nesmí být překročena maximální teplota, která je určena teplotní třídou, pro kterou je transformátor konstruován.

Oteplení transformátorového jádra z teploty ϑ_0 o teplotu $\Delta\vartheta_j$ je vyjádřeno vztahem

$$\Delta\vartheta_j = P_v / C_j c_j \quad [K; W, W / Km^2, m^2],$$

kde P_v je ztrátový výkon jádra transformátoru, C_j je celková ochlazovací plocha jádra a c_j je ochlazovací konstanta ($1/c_j C_j$ je tepelný odpor R_{th} [K/W]).

Teplo se odvádí sáláním a prouděním. Ochlazovací konstanta sáláním c_{js} je pro transformátory

$$c_{js} = 4,8 + 0,03 \Delta\vartheta_j$$

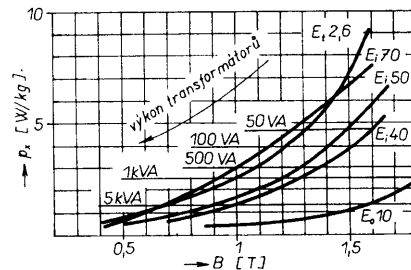
Pro klidný vzduch a přirozené proudění je ochlazovací konstanta prouděním

$$c_{jp} = 6,5 + 0,05 \Delta\vartheta_j$$

V obou případech je $\Delta\vartheta_j$ z oboru 10 až 100 °C. Sloučením obou vlivů se používá

$$c_j = 11,3 + 0,08 \Delta\vartheta_j$$

jeho velikost bývá 14 až 23 W/Km². Zmenšuje se s lakováním jádra a jeho impregnováním. Ochlazovací konstanta pro plechy napříč izolace je 10 až 15, pro plechy podél 30 až 65. Povrchová teplota jádra se zjišťuje kontaktním termistorovým teploměrem. Jak velký měrný ztrátový výkon se z jádra transformátoru odvede prouděním a sáláním, je zřejmé z obr. 13 pro transformátory plášťového typu.



Obr. 13. Empiricky odvozené údaje pro volbu materiálu jádra a magnetické indukce pro transformátor plášťového typu podle výkonu, nemá-li oteplení jádra být větší než 60 °C

Je zřejmé, že se zvětšujícím se výkonem transformátoru je nutné použít kvalitnější plech, popř. menší magnetickou indukci, není-li k dispozici plech s malými ztrátami.

Ochlazovací plocha má plný účinek, není-li v její blízkosti do 16 mm jiná plocha, která by ochlazování omezovala. Je-li taková plocha blíže než 8 mm, ochlazovací účinek není žádný.

Výkon P_c ztracený ve vinutí a plocha povrchu vinutí C_v , která teplo povrchem odvádí, určují oteplení vinutí $\Delta\vartheta_v$

$$\Delta\vartheta_v = P_c / (c_v C_v) \quad [K; W, W / Km^2, m^2],$$

kde c_c je ochlazovací konstanta cívky, bývá 10 až 18 W/Km², zvětšuje se impregnováním transformátoru. Pro transformátory zalité v epoxidových pryskyřicích je ochlazovací konstanta 0,9 W/Km².

Proudová hustota je závislá na povoleném oteplení transformátoru. Oteplení závisí na přípustné teplotě nejteplejšího místa vinutí transformátoru. Je omezeno tepelnou odolností použitých izolačních materiálů (izolace vodičů), odolností prokladového materiálu, materiálu cívkových tělísek apod. Obvykle se žádá, aby oteplení nepřesáhlo 60 °C. Pak lze proudovou hustotu určit ze vztahu

$$\sigma = 0,51 \sqrt{\Delta \vartheta_v / (1 + h_v/3)} h_v \quad [A/mm^2, K, cm]$$

kde $\Delta \vartheta_v$ je oteplení nejteplejšího místa vinutí nad teplotu okolí a h_v je celková výška vinutí v cm.

Často se jako střední hodnota u malých transformátorků používá hustota $\sigma = 3,5$ A/mm², při níž pro dovolené oteplení o 60 °C a výšku vinutí 1 cm² (transformátory s výkonem 100 až 150 VA) vychází jednoduchý vztah pro průměr drátu

$$d = \sqrt{1/2,75} \quad [mm, A].$$

Oteplení vinutí se obvykle určuje ze změřeného odporu vinutí za studena, R_0 , tj. při teplotě okolí ϑ_0 a odporu R , kterého dosáhne vinutí při plném zatížení transformátoru. Toto teplotní převýšení je

$$\Delta \vartheta_v = \{(R - R_0) / R_0\} (1/\alpha),$$

kde α je teplotní činitel odporu mědi ($\alpha = 0,0039/^\circ C$, teplotní činitel odporu vodičů z hliníku je 0,0043/°C). Tuto konstantu lze použít, je-li oprávněný předpoklad rovnoměrně rozložené teploty ve vinutí. Protože však teplota vinutí nebývá rovnoměrně rozložená, bylo ověřeno měřením teploty termočlánkem, že pro první vinutí, obvykle primární, je náhradní činitel 3,2 až 3,5.10⁻³/°C, pro impregnovaná vinutí 3,3 až 3,6.10⁻³/°C. Menší údaje náležejí transformátorům s menšími jádry a opačně. Pro další vinutí, blíže k povrchu, jsou činitelé 2,9 až 3,2.10⁻³/°C u neimpregnovaných a 3,0 až 3,5.10⁻³ u impregnovaných transformátorů. Oteplení vinutí závisí na druhé mocnině proudové hustoty. Chybný odhad proudové hustoty např. o 10 % způsobí při realizaci transformátoru změnu oteplení o 20 % proti očekávanému.

Oteplení jádra transformátoru je způsobeno ztrátovým výkonem P_v , přemagnetováním jádra a ztrátami vířivými proudy

$$P_v = \varepsilon m_j p_x,$$

kde m_j je hmota transformátorového jádra, p_x je měrný ztrátový výkon při provozní indukci a kmitočtu a ε je součinitel větší než 1 a zhodnocuje vliv zvětšení ztrát vlivem ražení výseků a stahování jádra, uvažuje se v rozsahu 1,1 až 1,5.

Potřebná je znalost doby, za níž se po zapnutí zvyšující se teplota transformátoru ustálí. Kdyby nebyl transformátor ochlazován okolním prostředím, zvětšovalo by se oteplení přímoúměrně s časem. Tím však, že je ochlazován a toto ochlazování je stále mocnější se zvětšujícím se rozdílem teplot, zvětšuje se oteplení pomaleji (exponenciálně). Konečného oteplení transformátor prakticky dosáhne po době $t = 4,6\tau$. Pro transformátory chlazené vzduchem bez nuceného proudění je

$$\tau = [(c_{at} m_c / P_c) + (c_{jt} m_j / P_v)] \Delta \vartheta,$$

kde c_{at} a c_{jt} je měrné teplo vinutí a jádra, m_c a m_j jejich hmoty [kg] a P_c , P_v ztrátový výkon ve vinutí [W] a v jádru [W]. Oteplení transformátoru jako celku, tj. vlivem vinutí i jádra, je $\Delta \vartheta$.

Po dosažení měrného tepla mědi 385 Ws/kgK a transformátorové ocele 485 Ws/kgK a úpravou času v minutách se získá vztah

$$t = 7,7 \Delta \vartheta (385 m_c / P_c) + (485 m_j / P_v) \cdot 10^{-2} \quad [K, kg, W, min].$$

Obyčejně se dovoluje oteplení $\Delta \vartheta = 60$ °C nad teplotu okolí.

Zavede-li se do uvedeného vzorce střední specifické teplo pro měď i železo 430, hmota celého transformátoru m_{tr} a součet všech ztrátových výkonů P_z , získá se velmi jednoduchý vztah

$$t \approx 2 m_{tr} / P_z \cdot 10^3 \quad [kg, W, min].$$

Vodiče pro vinutí

Vinutí zhotovujeme navíjením vodiče většinou na cívkové tělísko (kostru), v některých případech se vodiče vinou přímo na izolované jádro, zejména u kruhových jader. Vinutí u bezjádrových transformátorů bývá zhotovené z koaxiálních vodičů.

Vinutí spolu s jádrem umožní dosáhnout požadované indukčnosti, současně s tím však vzniknou jevy nežádoucí jako odpor vinutí, rozptylová indukčnost, dielektrické ztráty apod., u silových transformátorů vývin tepla. Udržet tyto nepříznivé vlivy v potřebných mezích je úkolem výpočtu a návrhu vinutí.

Zatímco u silových transformátorů se vinutí navrhuje s ohledem na přípustný vývin tepla, u cívek se sleduje nejčastěji požadavek dosáhnout dané indukčnosti při dovolených ztrátách s ohledem na požadovanou velikost činitele jakosti v kmitočtovém rozsahu, v němž cívka působí. U sdě-

lovacích transformátorů mimo požadavek nejmenších ztrát je zdůrazněn požadavek minimální kapacity vinutí a rozptylové indukčnosti nebo velké symetrie vinutí, které mají vliv na přenosové vlastnosti transformátoru.

V největší míře se pro vinutí cívek i transformátorů využívá lakovaného vodiče LC z měkké elektrovedné mědi (ČSN 42 30001.1). Lakovaný vodič je podle normy ČSN 34 7325 značen třemi písmeny: L značí lak a C měděné jádro, třetí písmeno druh lakové izolace, která splňuje určitou tepelnou třídu. Polyesterimidový lak značený I splňuje teplotní třídu F (155 °C), T je tereftalátový lak pro teplotní třídu B (130 °C), polyamidový lak P pro teplotní třídu E (120 °C). Samopájitelné laky s polyuretanovou izolací se značí U (teplotní třída B (130 °C). Vodiče LC s lepicí vrstvou jsou slinovatelné. Jejich vlastnosti jsou v normě ČSN 34 7380. Všechny tyto vodiče se vyrábějí s jednoduchou nebo zesílenou izolací v různých průměrových řadách.

Na výrobu vinutí, jejichž konce lze přímo spájet bez odstraňování lakové vrstvy, se používají vodiče izolované lakem polyuretanovým. Pro navíjení cívek, u nichž se izolace při navíjení mechanicky odírá, jako např. u kruhových navíječek, se používají lakované vodiče opředené jednoduchou nebo dvojitou vrstvou hedvábí, nebo vodiče se zesílenou izolací (kromě toho se rovněž používají v případech, kdy chceme zmenšit kapacitu vinutí nebo dosáhnout větší mezizávítové elektrické pevnosti). V zahraničí se vyrábějí vodiče i s třemi vrstvami lakové izolace. Elektrická pevnost jejich izolace je 4000 V (pro vinutí transformátorů měničů, u nichž je velké mezizávítové napětí).

Vinutí, která mají mít shodné elektrické vlastnosti na témže jádru, se vinou buď současně vodiči odvíjenými ze dvou cívek o shodných vnějších průměrech a stejných průměrech vodiče (tzv. paralelní vinutí), nebo se vinou párovaným vodičem. Párované vodiče jsou izolované vodiče se stejným průměrem, vzájemně stočené. Párovaným vodičem se však nevyužije prostor vinutí tak, jako u vinutí paralelního. Paralelním vinutím se značně omezuje rozptylový indukční tok, avšak zvětší se kapacita vinutí a nedosáhne se takové shodnosti kapacity vinutí jako při použití párovaného vodiče, s nímž lze dosáhnout lepší symetrie odporové, indukční i kapacitní.

Vlivem povrchového jevu (skinefektu) se při zvyšujícím se kmitočtu zvětšuje odpor vodiče. Pro zmenšení elektrického povrchového jevu se používají tzv. vysokofrekvenční lanka. Vysokofrekvenční lanka jsou vyrobená ze stočených lakovaných vodičů s určitou délkou zkrutu. Celek je jednou až dvakrát opředen hedvábím.

Vysokofrekvenční lanka jsou normalizována (ČSN 34 7380), podle této normy se značí ZCA. Z je značka vf vodiče, C je jádro tvořené mědí a A opředení polyamidovým hedvábím.

Poměr prakticky navinutých závitů k teoretickému předpokladu se jmenuje činitel vinutí a označuje se a_v (d je čistý průměr vodiče, d_v vnější průměr a p je činitel přesnosti vinutí ~0,85)

$$a_v = p(d^2 / d_v^2).$$

Činitel vinutí a_v pro menší průměry vodičů se zmenšuje vlivem většího poměrného přírůstku izolace vodiče. Tento přírůstek se ještě zvětšuje u vodičů se zesílenou izolací nebo u vodičů ovinutých hedvábím. Je-li činitel vinutí známý, lze vypočítat počet závitů, které se vejdou do okénka, vymezeného pro vinutí

$$N = a_v(S_v / d^2).$$

Někdy se v literatuře uvádí činitel plnění mědi f_{cu} , který je dán poměrem celkového průřezu mědi v okénku pro vinutí k ploše S_v , která je pro vinutí k dispozici

$$f_{cu} = (N\pi d^2 / 4) / S_v.$$

Souvislost mezi činitelem vinutí a_v a činitelem plnění mědi f_{cu} je tedy

$$f_{cu} = (\pi / 4) a_v.$$

Sítové transformátory s jádry C a Q

Jádra C je označení jader pro transformátory, která mají tvar "C". Magnetický obvod transformátoru se skládá ze dvou nebo čtyř jader C. Jádra C označuje náš výrobce řadu jader C a jádra C řady "Q".

Elektrotechnické ocele typu Eo dosahují příznivě orientované magnetické struktury ve větších tloušťkách pásů. Tloušťky pásů 0,30 až 0,35 mm této možnosti ještě využívají. Tato tloušťka je kompromisem mezi dosažením dobré magnetické anizotropie a přijatelnými ztrátami vířivými proudy pro sítové transformátory s technickým kmitočtem 50 a 60 Hz. V tloušťkách 0,13, 0,08 a 0,05 mm je magnetická anizotropie méně výrazná. Kmitočet 2000 Hz je horním mezním kmitočtem využitelnosti těchto ocelí. Kromě zmenšování tloušťky pásů při jejich používání na vyšších kmitočtech se musí zmenšit i pracovní magnetická indukce. Ztráty jádra nesmí být tak velké, aby teplota jádra překročila přípustnou teplotu 130 °C, při níž se porušuje soudržnost vzájemně k sobě slepených vinutých pásků ocele. Velikost těchto maximálních ztrát leží v oblasti 10 až 20 W/kg jádra. Zatímco při tloušťce 0,32 až 0,35 mm a kmitočtu 50 Hz nemá být překročena

indukce 1,75 T, při tloušťce pásu 0,1 mm a kmitočtu 400 Hz nemá být indukce větší než 1,5 T, při téže tloušťce a kmitočtu 800 Hz již jen 1 T a při tloušťce 0,05 mm a kmitočtu 2000 Hz již jen 0,45 T. Pro kmitočty ještě vyšší jsou proto již výhodnější feritová jádra, která se k této velikosti indukce již také přibližují.

Jádra C a Q jsou u nás vyráběna z elektrotechnických ocelí zn. Eo11 svíjením z nařezaných pásů.

Ekvivalentní mezera kvalitně zabroušených a leštěných stykových ploch, kterou lze nahradit styk obou částí jádra, je 2x 0,001 mm. Při montáži jader se dosedací plochy očistí, správně se orientují a jádra se k sobě přitlačí stahovacím páskem silou kolem 20 až 50 N/cm² na dosedací plochy. U jader menší velikosti se používá menší tlak. Tlakem se omezuje mezera, která zvětšuje magnetovací proud. Mezera je také zdrojem hluku transformátoru s jádry C. Větší tlak porušuje soudržnost jádra. Jádra z pruhů 0,30 až 0,35 mm mají činitel plnění 0,92 až 0,95, pro pruh 0,13 mm je činitel plnění 0,85, pro 0,08 mm je 0,8. U transformátorků bývá indukce 1,7 T, u transformátorů větších výkonů s jádry C až 1,75 T. Pro indukci 1,7 T je ztrátový výkon v jádru menší než 2,2 W/kg. Příkon transformátoru s jádry C naprádno včetně příkonu pro zmagnetování mezer nebývá větší než 20 VA/kg.

Jalový příkon P_q potřebný k vytvoření indukce B v mezeře o objemu V je

$$P_q = (2\pi f / \mu_0)(B^2 V / 2).$$

Např. pro jádro Q9,2, jehož hmotnost je přibližně 1 kg a průřez přibližně 10 cm² a jehož mezera jednoho styku je přibližně 1 μm, je reaktanční příkon pro vytvoření indukce 1,7 T

$$P_q = (2\pi \cdot 50 / 0,4\pi \cdot 10^{-6}) \cdot 1,7^2 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} / 2 = 0,72 \text{ [var]}.$$

Jalový příkon potřebný pro zmagnetování jádra je

$$P_q = 2\pi f B H V / 2,$$

kde H je složka intenzity magnetického pole, která je ve fázi s B . Pro malé ztráty v jádru lze připustit, že magnetovací příkon je tvořen převážně jalovou složkou. Magnetické indukce 1,7 T se u kvalitních materiálů pro tato jádra (zjištěno na toroidech) dosáhne intenzitou magnetického pole 1,5 A/cm. Pro tento případ je jalový příkon uvažovaného jádra Q9,2, které má střední délku magnetické silové čáry 24 cm, $2\pi \cdot 50 \cdot 1,7 \cdot 150 \cdot 0,24 \cdot 10^{-3} / 2 = 10 \text{ [var]}.$

Na zmagnetování magnetického obvodu, který by byl tvořen jedním tímto jádrem Q, je potřebný nezanedbatelný příkon pro tuto mezeru. Je

patrný škodlivý vliv i velmi malé mezery.

Při střední délce magnetické silové čáry tohoto jádra 24 cm a při magnetické indukci 1,7 T, které se dosáhne při poli 1,5 A/cm, je potřebné magnetické napětí pro vytvoření této indukce v mezeře

$$U_{mm} = (B/\mu_0)l_m = \{1,7/(0,4\pi \cdot 10^{-6})\}2 \cdot 10^{-6} = 2,7 \text{ [A]}$$

a v jádru

$$U_{mj} = H/l_j = 150 \cdot 0,24 = 36 \text{ [A]}.$$

Relativní délka mezery je v tomto uvažovaném případě jen 10^{-5} a je patrný její vliv na zhoršování vlastností magnetického obvodu. Tento příklad ukazuje, jak pečlivá montáž musí být věnována magnetickému obvodu s jádry C, aby se náhradní mezera uplatnila co nejméně.

Jádra C a Q se používají pro jednofázové transformátory v provedení jednoduchém (jedno jádro, jedna cívka), pro transformátory jádrového typu (jedno jádro, dvě cívky) a plášťového typu (dvě jádra, jedna cívka). Transformátory jádrového typu mají menší rozptyl indukčního toku než transformátory plášťové. Indukční toky v cívkách a tím i jejich rozptylové toky mají opačný smysl a tak se částečně kompenzují mimo transformátor, čímž se zmenší indukované napětí síťového kmitočtu ve smyčkách obvodů. Velikost rušení rozptylovým indukčním tokem však dále závisí na směru, v němž se zjišťuje, a na velikosti indukce. Rozdělením vinutí na dvě cívky se zvětší jejich ochlazovací povrch o 20 %. Ochlazovací konstanta jader C a Q je v rozmezí 12 až 18 W/Km². U jádrových transformátorů se primární i sekundární vinutí rozděluje rovnoměrně na obě cívky. Nerozdělí-li se tato vinutí, takže primární vinutí je na cívkovém tělisku jednoho sloupku a sekundární vinutí na druhém, má takový transformátor větší rozptylovou indukčnost a tím i větší úbytek napětí při zatížení transformátoru, zlepši se však prostorové oddělení vinutí, čímž se zvětší elektrická bezpečnost a popř. i odolnost proti zkratu.

Transformátory jádrového typu jsou výrobně nákladnější a hmotnější v poměru 5:4 vzhledem k transformátorům plášťovým stejného výkonu. Rozšířenější jsou transformátory plášťového provedení. Zásadou především ceny jader tvaru C jsou transformátory s jádry C několikrát dražší než transformátory s plechy EI stejného výkonu. Transformátory s jádry C a Q, zvláště pracující ve vyšší tepelné třídě, dobře využívají surovin, protože pro transformátor o témté výkonu jich potřebují méně.

Tab. 8. Údaje pro návrh plášťových transformátorků s jádry Q (transformátor je tvořen dvěma jádry a jednou cívkou. Údaje o oteplení se týkají hlavně vinutí, oteplení jádra je menší, jádra u nás zavedena do výroby)

Proudová hustota při oteplení vinutí o 80 °C [A/mm²]	Účinnost η	Typ jádra	Výkon [VA] při oteplení $\Delta\theta$ [°C]						Úbytek napětí [%] při oteplení z teploty okolí o						Počet závitů na 1 V	Prům. délka magn. siločáry [cm]	Prům.- geom. průřez jednoho jádra [cm²]	Okén- ko pro vinutí na cívku tělisku [mm²]			
			neimpregnován			impregnován			25 °C			40 °C									
			60	80	100	60	80	100	60	80	100	60	80	100							
5,9 5,1 4,5 3,8	0,58 0,74 0,80 0,87	Q5,1 Q5,2 Q5,3 Q5,4	16 29 38 60	20 33 44 66	23 35 50 70	17 35 43 66	23 40 53 73	27 43 60 78	34 25 17 13,6	36 26,2 17,8 14,5	38 27,5 18,7 15	36 26 17,5 14,1	38 27,3 18,4 15,5	40 28,6 19,3 16,4	14,5 9,68 7,24 4,83	12,8	0,96 1,44 1,92 2,87	374			
4,1 3,8	0,83 0,86	Q6,3 Q6,4	73 88	85 102	93 112	77 103	89 120	97 132	15,3 13,6	16,1 14,1	16,6 14,6	16,2 14,5	17 15	17,5 15,5	6,0 4,8				16,2	2,3 2,87	614
3,8 3,6	0,86 0,88	Q7,3 Q7,4	110 132	130 158	145 176	120 143	145 170	155 190	13,3 13,5	13,8 13,7	14,2 13,9	14,1 14,2	14,6 14,4	15,1 14,6	4,8 4,0						
3,6 3,3 2,85	0,88 0,91 0,93	Q8,2 Q8,3 Q8,4	180 230 290	205 265 350	225 280 400	200 276 320	225 310 390	240 340 430	10 8,8 7,6	10,3 8,9 8,0	10,6 9,0 8,4	10,5 9,4 8,1	10,8 9,5 8,5	11,1 9,6 8,9	4,0 3,0 2,23				21	3,45 4,6 5,13	1140
3,4 3,0 2,6	0,89 0,92 0,94	Q9,2 Q9,3 Q9,4	320 420 570	370 500 650	410 560 710	350 460 615	400 550 700	450 620 760	10,5 7,9 5,9	11 8,1 6,4	11,5 8,3 6,9	11,1 8,4 6,2	11,6 8,6 6,8	12,1 8,8 7,3	3,2 2,4 1,8	25,8	4,31 5,74 7,65	1760			
2,7 2,5	0,93 0,95	Q10,2 Q10,3	600 850	690 980	780 1090	650 910	770 1090	860 1250	6,9 5,5	7,1 5,7	7,3 5,9	7,5 6,0	7,66 6,2	7,8 6,45	2,0 1,5						
2,4	0,96	Q11,2	1900	2180	2400	2000	2400	2700	4,4	4,9	6,1	4,9	5,1	5,4	1,1	39,8	12,26	3800			

Tab. 9. Údaje pro návrh plášťových transformátorků s jádry Q

d [mm] S_{vk}/N_k [mm²]	0,1 0,021	0,125 0,031	0,14 0,038	0,16 0,047	0,18 0,06	0,2 0,07	0,224 0,086	0,25 0,1	0,3 0,15	0,315 0,16	0,355 0,2	0,375 0,22	0,4 0,24	0,425 0,27	0,45 0,3
d [mm] S_{vk}/N_k [mm²]	0,5 0,36	0,53 0,4	0,56 0,45	0,6 0,45	0,63 0,55	0,71 0,7	0,75 0,77	0,8 0,86	0,85 0,96	0,9 1,1	0,95 1,2	1 1,2	1,06 1,5	1,12 1,6	1,18 1,8
d [mm] S_{vk}/N_k [mm²]	1,25 1,9	1,32 2,2	1,4 2,5	1,5 2,9	1,6 3,3	1,7 3,6	1,9 4,6	2,0 5,1	2,12 5,1	2,24 6,7	2,36 7,0	2,5 7,8	2,65 8,8	2,8 9,5	3,0 11,0

Mezinárodně normalizované typy jader C mají označení Q. Řada C byla navržena našim výrobcem jader C, bez ohledu na zahraniční ekvivalenty nebo mezinárodní doporučení. Rozměry jader této řady a jejich vlastnosti jsou podrobně uvedeny v [2]. Řada Q (podle dokumentu IEC 209) má 30 členů a umožňuje konstrukci jednofázových transformátorů od výkonů přenášených jedním jádrem 10 VA až do 900 VA. Mezinárodně normalizovaná řada R je určena pro třífázové transformátory pro výkony od 100 VA do 3400 VA. Provedení transformátorů s jádry C není u nás jednotné. Protože náš výrobce jader C výrobu montážních prvků pro transformátory nezajišťuje, každý spotřebitel si sestavu - armaturu - vyvíjí a výrobně zajišťuje sám.

Do navinutého tělíska cívky, které je obvykle složeno z pertinaxových dílů, jsou vložena jádra C, která jsou vzájemně stažena šrouby prostřednictvím kovového pásu a spony. K jádrům C jsou přiloženy kovové rámečky, vzájemně sešroubované, které jednak nesou svorkovnice s vývody vinutí, jednak se jimi transformátory upevňují. Rámečky umožňující montáž transformátorů ve třech rovinách k sobě kolmých. Sestavené transformátory bývají vakuově impregnované. Impregnace odstraňuje jejich hlučení a zlepšuje odvod tepla.

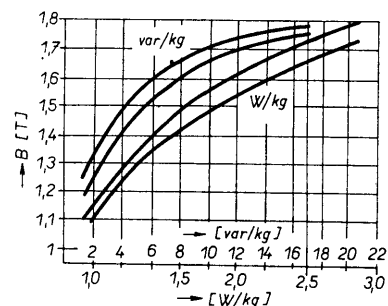
Přehled o změřených přenášených činných výkonech P_s střídavého proudu

kmitočtu 50 Hz pro transformátory plášťového provedení zjištěných pro různá oteplení je v tab. 8. V téže tabulce jsou i poměrné úbytky napětí k_u zatíženého transformátoru, se kterými se uvažuje při jejich návrhu. V tabulce je dále uvedena plocha okénka pro vinutí jednotlivých sestav a počet závitů na 1 V. Tento počet závitů n na 1 V odpovídá max. indukci 1,7 T, dosažené u jader s dolní tolerancí průřezu, s činitelem plnění 95 %, pro kmitočet 49,5 Hz a napětí na primární straně většinu o 10 % proti jmenovitému napájecímu napětí, tedy nejnepríznivějšímu případu. Při výpočtu průměru vodičů d se vychází ze vztahu

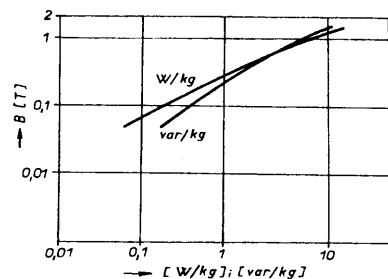
$$S_{vk} / N_k = d^2 / a_{vk},$$

kde S_{vk} je okénko pro vinutí vyhrazené k tomu vinutí, a_{vk} je činitel vinutí k tomu vinutí náležející vodiči o čistém průměru d . Uvažuje se, že od tabelovaného okénka pro vinutí je odečtena plocha pro ostatní vinutí i plocha nutná pro izolaci mezi jednotlivými vinutími i pro obal vinutí navinuté cívky. Polovina celkové plochy pro vinutí je přidělena primárnímu vinutí, druhá polovina je rozdělena na jednotlivá vinutí, jejichž okénka pro vinutí S_{vk} jsou úměrná přenášeným výkonům. Proklady ve vinutí přibližně vždy po 100 V jsou zahrnuty do činitele vinutí. Průměr vodiče určený z předchozí rovnice je v tab. 9. V tabulce je již zahrnut vliv činitele vinutí. Při zkoušení transformátorů vyrobených

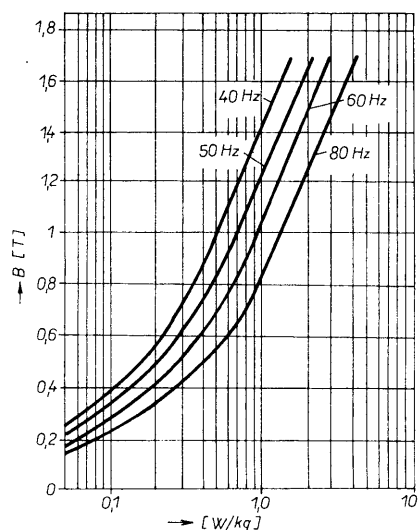
podle těchto údajů odpovídá proud naprázdno obvykle příkonu asi 20 VA na 1 kg hmoty jader. Tento příkon je u transformátorů s menšími typy jader, např. Q5 a Q6, větší, u transformátorů s většími typy jader (např. Q10) je obvykle menší. Jsou-li uvedené údaje překročeny, svědčí to buď o špatné montáži jader nebo o chybném návrhu transformátorků. Některé další údaje o vlastnostech jsou na obr. 14, 15 a 16.



Obr. 14. Ztrátový výkon a reaktanční příkon u jader Q pro 50 Hz. Pásek tloušťky 0,35 mm



Obr. 15. Totéž jako na obr. 14 pro 400 Hz. Pásek tloušťky 0,1 mm



Obr. 16. Ztrátový výkon jader Q pro f v okolí 50 Hz. Pásek $t = 0,35$ mm

Hlavní podmínka, která omezuje výkon transformátorů, je vývin tepla ve vinutí. Vývin tepla je závislý na druhé mocnině proudu procházejícího vinutím. Připustí-li se zvětšení oteplení vinutí transformátorů o 50 %, tj. např. ze 40 na 60 °C, může se proudová hustota zvětšit jen o 22 %. Výkon transformátorů se rovněž zvětší o 22 %, účinnost transformátorů se však nezmění. Úbytek napětí zjištěný odlehčením transformátorů je rovněž větší o 22 %. Protože cena jader C i Q v porovnání s ostatními jádry je vyšší, je třeba co nejvíce využívat přípustného oteplení a tím z hospodárnit použité materiály. Tato stručná úvaha má tyto možnosti naznačit. S využíváním možností magnetických vlastností jader C a Q a přípustných oteplení vinutí, které je umožněno vhodnými izolačními materiály, se současně dosahuje úspor mědi, ocele, hmotnosti, objemu i elektrické energie (pro menší ztráty těchto jader). Při přechodu na výkonové transformátorky vyšší tepelné třídy jsou tyto úspory ještě pronikavější.

Síťové transformátory s toroidními jádry

Nejstarší naší značkou ze skupiny elektrotechnických ocelí s magnetickou texturou, z nichž se vyráběly vinuté toroidy, byl Sonaperm. Plech se užíval i pro výrobu jader C . V normě ČSN 35 1420, která platí od roku 1956 a dosud je doporučena, se na magnetovací křivce v rozsahu středních intenzit magnetického pole zaručovaly vlastnosti, které jsou proti současně u nás vyráběným značkám - Ortoperm a Trafoker - poloviční. V oblastech malých polí má Trafoker více než pětinasobnou permeabilitu. Na základě údajů z katalogu a některých měření lze tento materiál ztotožnit s materiálem zn. Trafoperm N2 firmy Vacuumschmelze GMBH - Hanau. Blízké vlastnosti má také náš materiál s označením Eo10. Ze statistického zpracování výsledků měření elek-

tromagnetických veličin orientovaného transformátorového pásu jakosti Eo10 byly získány typické údaje, které jsou v tab. 10.

Tab. 10. Typické velikosti elektrotechnických veličin plechu Eo10 (harm. průběh B , 50 Hz, $t = 0,3$ mm)

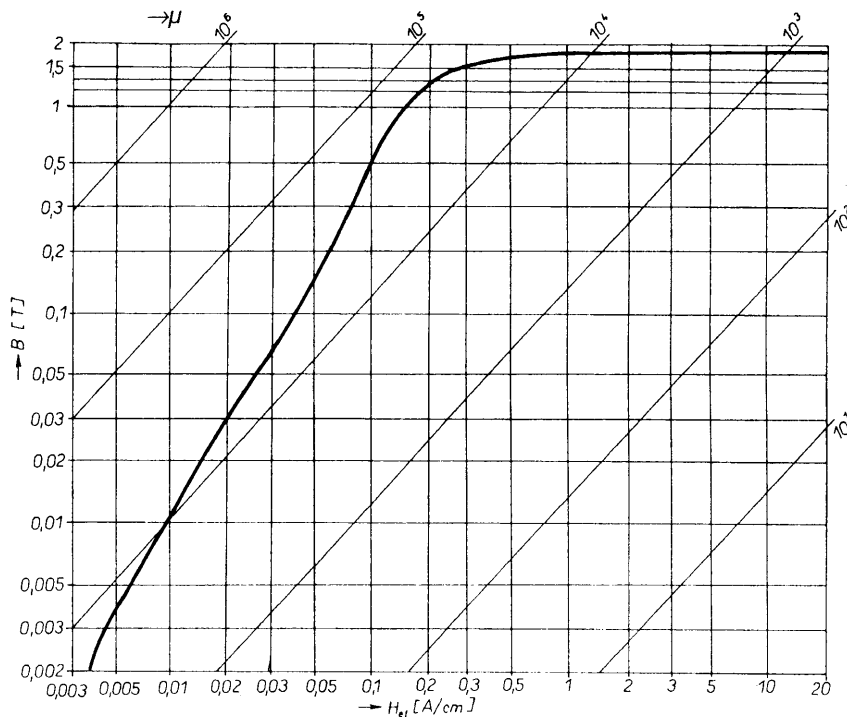
Měrný ztrátový výkon [W/kg]			Magnetická indukce [T]			
$P_{1,0}$	$P_{1,5}$	$P_{1,7}$	$B_{0,3}$	B_5	B_{25}	B_{100}
0,43	0,995	1,48	1,319	1,7	1,895	2,015

Trafoker se vyrábí v tloušťkách 0,35 mm a 0,30 mm. Zaručovaná magnetická indukce nezapouzdřených toroidních jader při kmitočtu 50 Hz je v tab. 11.

Typickou vlastností Trafokeru je velká permeabilita v širokém rozmezí magnetické indukce, velká magnetická indukce nasycení a malé přemagnetovací ztráty. Toroidy se vyrábějí s rozměry vnějšího průměru od 40 mm až do 700 mm, vnitřního průměru od 30 mm až 500 mm a výšky od 20 do 200 mm. Výrobce je ochotný vyrábět toroidy i s odlišnými rozměry. Toroidy dosahují činitele plnění 0,95. Průběhy některých magnetických vlastností jsou na obr. 17 až 21.

Tab. 11. Zaručovaná magnetická indukce nezapouzdřených toroidních jader z Trafokeru při kmitočtu 50 Hz

Kvalita	Tloušťka pásu [mm]	Intenzita magn. pole (ef) [A/cm]	Magnetická indukce (harm. průběh) [T]
normální	0,35	0,03	0,055
		0,3	1,3
		1	1,7
speciální	0,3	0,03	0,075
		0,3	1,4



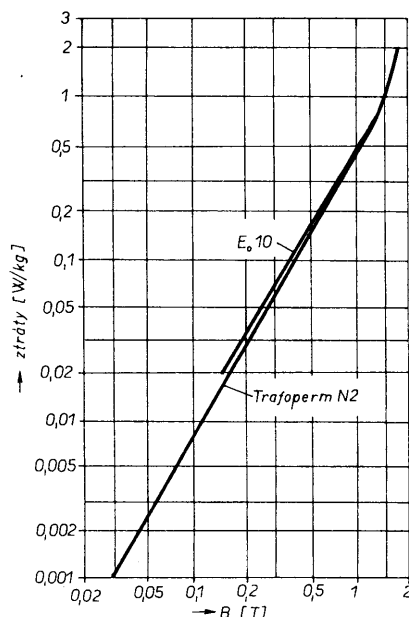
Obr. 17. Magnetovací křivka Trafokeru při 50 Hz a harmonickém průběhu magnetické indukce ($t = 0,3$ mm)

Nejmenší vnitřní průměry toroidu pro tloušťku pásu 0,3 mm se připouštějí 30 mm. Optimální průměr výšky toroidu k jeho vnitřnímu průměru se pohybuje kolem 1, výjimečně až 2,5.

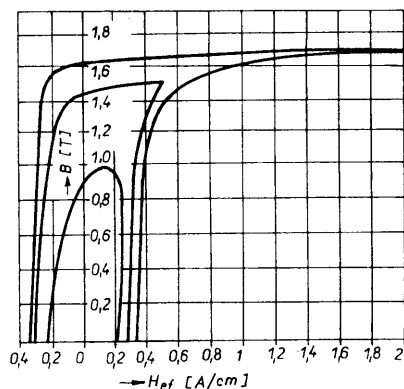
Velkou možností mohou poskytnout tyto toroidy jako jádra pro výkonové transformátorky, které jsou např. v zahraničních zařízeních často používány pro tyto své výhody: při stejném přenášeném výkonu zaujmají přibližně poloviční objem a dosahují jen poloviční hmotnosti proti běžným transformátorkům s plechy EI. Na úspore hmotnosti se přibližně stejnou měrou podílejí úspory na magnetickém materiálu jádra a úspory mědi na vinutí transformátoru. Vzhledem k větší ochlazovací ploše vinutí toroidních transformátorků oproti plášťovým se používá větší proudová hustota, spoří se tím měd. Teplo vzniklé v jádru prostupuje k povrchu vinutí, odkud se odvádí. Povrchem vinutí se odvádí teplo vzniklé jak ve vinutí, tak v jádru. Oteplení transformátoru s toroidním jádrem se odhaduje podle

$$\Delta\vartheta = (P_c + P_v)/(10 \text{ až } 18)C_v \text{ [K, W, m}^2\text{]}$$

Jejich rozptylové magnetické pole je jen malou částí pole běžných pláš-



Obr. 18. Ztrátový výkon plechu Eo10 při kmitočtu 50 Hz a harmonickém průběhu magnetické indukce (tloušťka 0,3 mm)



Obr. 20. Hysterezní smyčky Trafopermu N2 při 50 Hz a harmonickém průběhu indukce (tloušťka 0,3 mm)

řetězových transformátorků. Nevznikají proto problémy s jejich orientací v zařízeních a jejich konstrukce může být stěsnanější. Jejich nejčastější použití je pro výkony 10 až 200 VA. Transformátory s toroidními jádry nehlučí. Některé údaje o rozměrech a hmotnosti síťových transformátorů s toroidními jádry zahraniční výroby jsou v tab. 12.

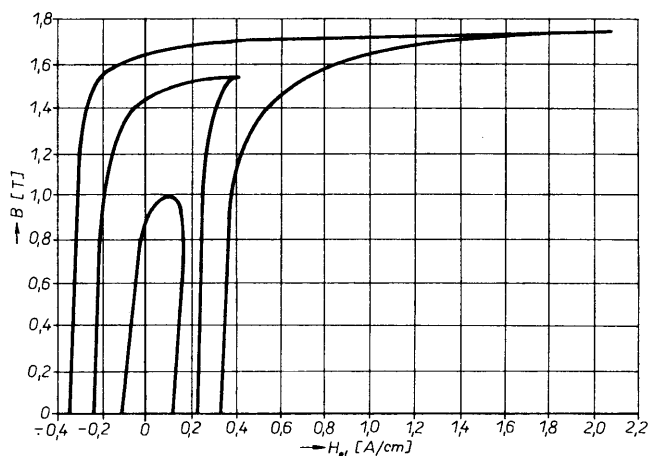
Mnohovrstvovým ovíjením se změní tvar ovinutého toroidu tak, jak ukazuje obr. 22. Přípustný vnitřní průměr d_0 je určen plochou vymezenou pro vinutí, jeho minimální průměr je určen rozměry zásobníku použité kruhové navíječky.

Vnější průměr transformátorku

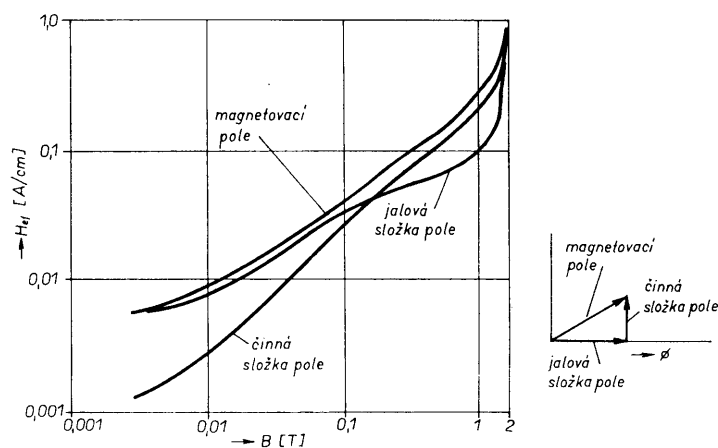
$$d_v = \sqrt{d_3^2 + d_4^2 - d_0^2},$$

výška

$$h_v = h_2 + d_4 - d_0,$$



Obr. 19. Hysterezní smyčky plechu Eo10 při kmitočtu 50 Hz a harmonickém průběhu magnetické indukce (tloušťka 0,3 mm)



Obr. 21. Složky magnetovacího pole (proudu) základní harmonické u materiálu Eo10 při kmitočtu 50 Hz, harmonický průběh indukce (tloušťka 0,3 mm)

průřez pro jednoduché vinutí

$$S_v = (\pi/4)(d_4^2 - d_0^2).$$

K získání průřezu pro dvoudílné, čtyřdílné nebo šestidílné vinutí je nutné odečíst průřezy přepážek, které jednotlivá vinutí od sebe oddělují.

Střední délka závitu vinutí

$$l_v = 2h_2 + (\pi/4)(d_4 - d_0 + d_v - d_3 + \sqrt{(d_3 - d_4)^2 + (1/4)(d_4 - d_0 + d_3 - d_v)^2})$$

střední délka magnetické siločáry

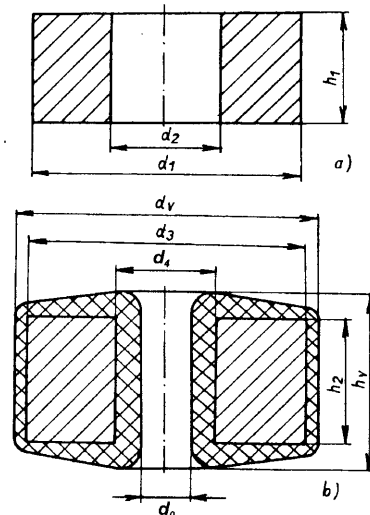
$$l_s = (\pi/2)(d_1 + d_2),$$

magneticky činný průřez jádra

$$S_j = 0,95h_1\{(d_1 - d_2)/2\}$$

Ještě jedna konstrukční odchylka vzhledem k plášťovým transformátorům je významná. U transformátorů, u nichž je jádro přístupné doteku, musí jádro proti vinutí vyhovět elektrické zkoušce 2 kV/1 min. U toroidních jader, protože jejich celý obvod je ovinutý, je izolace mezi vinutím a jádrem dimenzována jen na provozní napětí transformátoru. Jádro se před vinutím ovíjí jen izolační páskou, která

zamezí proříznutí izolace vodiče. Používá se také fluidizace i lakování jádra. Tloušťka vrstvy, podle velikosti jádra, bývá od 0,75 mm do 2 mm. Primární vinutí se izoluje např. třemi vrstvami polyesterové fólie tloušťky 0,05 mm. Taková izolace by vyhověla požadavku elektrické pevnosti až 4 kV/1 min mezi primárním a sekundárním vinutím. Má-li být primární vinutí elektric-



Obr. 22. Rozměry a) toroidu, b) izolovaného a ovinutého toroidu

ky stíněné od vinutí ostatních, vine se na izolované primární vinutí jedna vrstva stínícího vinutí vodičem o tenčím průměru, než jakým je vinuto vinutí primární. Ze stíněného vinutí se vyvádí jen jeden vývod a celé se opět izoluje. Při maximálním napětí na primárním vinutí, které je způsobeno kolísáním síťového napětí, by neměla být překročena indukce 1,7 T.

Rozhodujícím podnětem pro uplatnění transformátorů s toroidními jádry je však jejich cena. V zahraničí transformátory 10 až 1000 VA s toroidními jádry jsou sice dražší než obvyklé typy, avšak toroidní transformátory 1 kVA až 5 kVA jsou již levnější.

Autotransformátory a regulační autotransformátory

Autotransformátor má jedno vinutí s odbočkou, proto spotřebič není galvanicky oddělen od sítě.

Autotransformátory pro transformování výkonů potřebují menší velikost než transformátory s dvěma vinutími pro týž výkon.

V proudu I_1 (obr. 23) je obsažena složka magnetovacího proudu. Při zanedbání tohoto proudu bude (vektorově)

$$I_3 = I_2 - I_1,$$

z rovnosti ampérvávitů

$$I_1 N_1 = I_2 N_2$$

a z předchozí rovnice vyplývá velikost proudu I_3

$$I_3 = I_2 \{(N_1 - N_2)/N_1\} = I_2 \{(U_1 - U_2)/U_1\}.$$

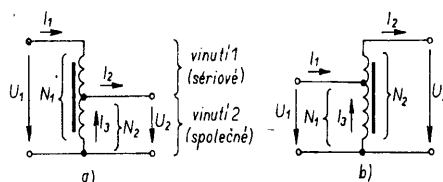
Vlastní výkon (vnitřní nebo průchodový výkon) autotransformátoru je

$$P_i = U_2 I_3 = U_2 I_2 \{(U_1 - U_2)/U_1\}.$$

Výkon sériové části autotransformátoru, tj. výkon vinutí 1 je

$$P_j = (U_1 - U_2) I_1 = I_1 U_1 (U_1 - U_2)/U_1.$$

Protože je (při neuvažování odporů vinutí a ztrát v jádru) výkon ode-



Obr. 23. Autotransformátor
a) zmenšující napětí, b) zvětšující napětí

bíraný ze sítě $U_1 I_1$ a výkon předávaný do spotřebiče $U_2 I_2$ stejný, je výkon sériového vinutí i vlastní výkon autotransformátorů týž (viz poslední dva vztahy).

Činitel $\{(U_1 - U_2)/U_1\}$ je tzv. redukční činitel autotransformátoru. Např. pro zadaný výkon, který má být přenášen autotransformátorem, se použije jen taková typová velikost jádra pro transformátor, která bude schopná přenášet výkon $\{(U_1 - U_2)/U_1\}$ krát menší. Sériová i společná část vinutí zaujímají stejný průřez vinutí. Průměry vodičů ve společném vinutí d_2 a v sériovém vinutí d_1 , za předpokladu stejné hustoty, jsou v poměru

$$d_1 / d_2 = \sqrt{(U_1 - U_2) / U_2}.$$

Sériové vinutí je dimenzováno na proud I_1 .

Maximální vnitřní výkon regulačního transformátoru je uprostřed jeho regulačního rozsahu. Na obě strany regulačního rozsahu se výkon blíží nule. Štítkový údaj výkonu regulačního transformátoru je uváděn pro výstupní napětí $U_2 = U_1 / 2$.

Regulační autotransformátory malých výkonů jsou obvykle vinuty na toroidních jádrech, která jsou buď izolována ovinutím izolační fólii, nebo jsou vložena do pouzder z plastické hmoty. Pouzdra mají na jedné čelní ploše (nebo na vnějším obvodu) kruhové zvýšení, přes které se po vinutí jádra pohybuje sběrač. Jádra opatřená izolací nebo pouzdry jsou ovinuta jednou vrstvou vinutí na vnějším obvodu závit vedle závitu, v úhlu asi

320° vodičem o stejném průměru. Jádra jsou dosti robustní, aby jednak mohl být uložen potřebný počet závitů po vnějším obvodu do jedné vrstvy a jednak bylo napětí na jeden závit malé (několik desetin voltů až 1 V podle výkonu autotransformátoru). Aby bylo možno napětí regulovat bez přerušení, sběrač musí zkratovat vždy několik závitů. Je třeba, aby zkratový proud byl malý, aby izolace vodiče nebyla příliš tepelně namáhána. Omezení zkratového proudu vyžaduje použití vhodné uhlíkové sběrače. Šířka uhlíku bývá 1 mm, délka 10 mm. Jejich doba života se uvádí až 100 000 otočení. Přechodový odpor měď-uhlík omezi mezizávitový zkratový proud. Tomu napomáhá i to, že vinutí bývá někdy navinuto dvěma vodiči současně, „paralelními“ vodiči se také lépe ovijí jádro než jedním vodičem o větším průřezu. Velikost napětí na jeden závit souvisí však i s požadavkem jemnosti regulace napětí. Regulační autotransformátory pro velký poměr objemu jádra k objemu vinutí mají velký magnetovací proud a tím i velký zapínací proud. Ten se omezuje, způsobuje-li potíže, rezistorem s odporem řádu Ω , zapojeným v sérii s autotransformátorem. Rezistor se překlene kontakty relé se zpožděným přitahem, které je současně s autotransformátorem připojeno na síť.

Dostupné u nás jsou vhodné toroidy z materiálů s magnetickou texturou zn. Sonaperm, Ortoperm a Trafoker. Jádra ze Sonapermu jsou vinuta z pásků tloušťky 0,35 mm, 0,13 mm a 0,08 mm. Toroidy z Ortopermu, jejichž základem jsou pásy vyrobené z materiálu Eo9 a Eo10, jsou vyráběny z pásků tloušťky 0,35 mm. Jádra z Trafokeru (kvalita N) jsou z pásků tloušťky 0,35 mm a jádra z téhož materiálu, avšak s magneticky lepšími vlastnostmi (kvalita S) z pásky tloušťky 0,30 mm. Pro regulační transformátory jsou vhodné toroidy z materiálů Ortoperm a Trafoker.

Zjednodušený návrh regulačního autotransformátoru odpovídá tomuto postupu: Z požadovaného výkonu a napájecího napětí U_1 se zjistí výstupní proud

$$I_2 = P_j / (U_1 / 2).$$

Průměr vodiče vinutí je dimenzován na proud $I_2 / 2$. Vzhledem k dobremu chlazení vinutého toroidu se používá velká proudová hustota. Při použití 0,5 V/1 závit je třeba při napájecím napětí 220 V na odbočce 440 závitů. Celkový počet závitů pro výstupní napětí do 250 V je 500. Z transformátorové rovnice při volbě indukce 1,6 T pro jádro z Trafokeru a 1,5 T pro jádro z Ortopermu se určí jeho požadovaný průřez. Geometrický průřez jádra se zvětší s ohledem na činitel plnění. Pro pás tloušťky

Tab. 12. Některé údaje síťových jednofázových transformátorů s toroidními jádry

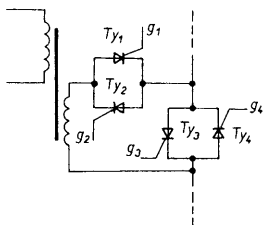
Výkon transformátoru [VA]	Hmotnost transformátoru [kg]	Zmenšení napětí při zatížení [%]	Rozměry transformátoru [mm]	
			vnější průměr	výška
16	0,43	43	70	20
22	0,4	25	70	30
30	0,55	20	70	40
63	0,85	17	90	50
90	1,1	15	90	55
120	1,4	14	95	60
160	1,8	10	115	65
300	3,2	8	115	70
500	4,2	7	135	70
750	6,8	6	165	75
1000	9	6	165	85
1500	12	5	205	85
2000	15	5	205	95
3000	23	4	250	100

0,35 mm je činitel plnění toroidů 0,92. Vnější průměr D izolovaného toroidního jádra se určí z rovnice

$$(320/360) \cdot \pi \cdot D = 500d_1$$

S ohledem na malou šířku sběračů by neměl být vnější průměr d_1 vodiče menší než 0,6 mm. Vnitřní průměr izolovaného toroidu musí být poloviční, neboť na něm budou navinuty dvě vrstvy vodiče. Z katalogu výrobce toroidních jader by se vybral blízký typ, jemuž by se přizpůsobil počet závitů, průměr vodiče a úhel ovinutí.

Číslicová technika umožňuje řešit regulační transformátory spínáním binárně odstupňovaných sekcí sekundárního napětí transformátoru. Činnost se řídí impulsy z jednočipového mikropočítače v závislosti na žádaném výstupním napětí. Např. rozsahu výstupního napětí od 0 do 255 V s regulačním krokem 1 V se dosáhne osmibitovým binárním číslem. Sekundární vinutí transformátoru obsahuje 8 sekcí s napětím 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 a 128 V. Jednotlivé sekce se spínají antiparalelním zapojením tyristorů. Zapojení jedné sekce je na obr. 24.



Obr. 24. Regulační transformátor s elektronicky spínanými sekcemi

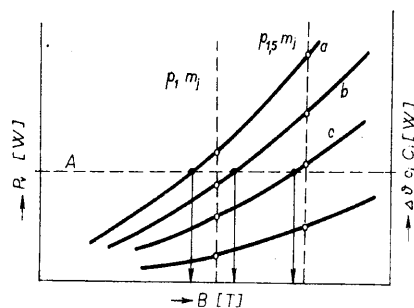
Vedou-li tyristory Ty_1 a Ty_2 , řízené impulsy z g_1 a g_2 , tj. vede-li tyristor Ty_1 v kladné půlperiodě a tyristor Ty_2 v záporné půlperiodě, tyristory Ty_3 a Ty_4 , které jsou řízeny impulsy z g_4 a g_3 , nevedou. V tomto případě se napětí této sekce přičítá k ostatnímu. Nemá-li se přičítat napětí této sekce k ostatním, tyristory Ty_1 a Ty_2 nevedou, Ty_3 a Ty_4 vedou.

Elektrotechnické plechy

Magnetické obvody silových transformátorů a točivých strojů jsou zhotoveny z elektrotechnické oceli vyválnované do tenkých tabulí nebo pásů, které se označují jako elektrotechnické plechy. U nás jsou k dispozici typy označované Eo a Ei. Nejstarším typem, nedávno vyběhlým z výroby, byly oceli zn. Et (elektrotechnické plechy tabulové). Jejich mechanické i magnetické vlastnosti byly odlišné od současně vyráběných ocelí. Magnetické vlastnosti plechů Eo a Ei jsou propracované, cílem při výrobě je dosáhnout úzkých tolerancí tlouštěk plechů a neproměnnost tlouštěk v různých

jejich místech, aby se dosáhlo co největšího plnění magnetického obvodu a co největší stálosti magnetických vlastností. Kritickými se stávají magnetické vlastnosti u elektrických strojů velkých výkonů, u nichž se nepříznivě zmenšuje poměr povrchu k objemu a zhoršuje se tím jejich chlazení. Přípustné oteplení se stává jednou z rozhodujících podmínek omezujících jejich výkon. Magnetické vlastnosti elektrotechnických plechů jak pro výrobu strojů, tak transformátorků malých výkonů nejsou tak kritické. Nezmění se, je-li magnetický obvod složen z plechů o jeden nebo i několik stupňů lepší kvality. Silně se projevuje vliv mechanického zpracování plechů do výrobků, stahování, kvalita lisovacího nástroje apod., takže se někdy dojde i k protichůdným závěrům o magnetické kvalitě použitého materiálu. U transformátorů s výkonem nad 100 kVA z celkových ztrát připadá asi 50 % na ztráty způsobené magnetickým materiálem jádra, u transformátorků s výkonem nad 10 kVA asi 25 %, u transformátorů s výkonem do 1 kVA kolem 10 %. Uvažujeme transformátor s výkonem 1 kVA, s účinností 95 % a podílem ztrát v jádru 20 %. Na jádro připadá tedy 10 W ztrátového výkonu. Vezme-li se na jádro tak kvalitní plech, že se ztráty zmenší na polovinu, zvětší se tím účinnost transformátoru jen o 0,5 %. Kvalitní elektrotechnické plechy nepodmiňují úspěšnou výrobu malých transformátorů, ale přímo určují možnost výroby velkých transformátorů a strojů. U malých transformátorů je výběr vhodného materiálu předně otázkou ekonomickou a až v druhé řadě technickou. Požadavek přispívající ke zlepšování technických vlastností zařízení, vyráběných z těchto plechů při současném snižování ceny zařízení je, aby střední velikosti magnetických vlastností byly co nejbližší krajní zaručované velikosti, a aby tyto vlastnosti dalším zpracováním byly zachovány. Vlastnosti materiálů jsou potom dobře využity.

Technologická náročnost výroby kvalitních tříd elektrotechnických plechů se projevuje i v jejich ceně. Následně třídění vyrobených plechů ovlivňuje i počet tříd kvality, které jsou odstupňovány v desetinách a jednotkách ztrátového čísla. Je větší konstruktéra rozhodnout o volbě materiálu jádra transformátoru. Volba je výslednicí technické a hospodářské úvahy. Na obr. 25 je soubor křivek průběhu celkového ztrátového výkonu jádra z elektrotechnických plechů kvality a, b, c ... v závislosti na magnetické indukci. Ke zvolené velikosti jádra o hmotnosti m_j a volbě zn. plechu náleží celkové ztráty v jádru P_v . Transformátor v přirozeném prostředí může povrchem jádra, které je ve styku s volně proudícím vzduchem, odvést jen určitý ztrátový výkon, který odpovídá oteplení, ochlazovací konstantě c_j a chladicímu povrchu jádra



Obr. 25. Schematicky naznačená souvislost mezi poměrným ztrátovým výkonem plechů, přijatelnými ztrátami v jádru a přípustnou magnetickou indukcí, m_j je hmotnost jádra, A - přijatelné celkové ztráty s ohledem na dovolené oteplení transformátorového plechu

C_j . Tuto podmínku splňují plechy, nepřekročí-li se u nich vyznačená magnetická indukce. Čím větší je ztrátové číslo plechu a čím je tedy plech levnější, tím menší indukce musí být použita. Zvětšuje se však oteplení vinutí, neboť musí být použit vodič menšího průměru. Vyřeší-li se, aby byl v souladu tento technický problém, nemusí být příznivé ekonomické hledisko, neboť náklady na materiál jádra a vinutí nemusí být vyvážené. Pak je obvykle třeba zvolit plech jiné jakosti, popř. jádro jiné velikosti.

Elektrotechnické plechy Eo

Tabulové plechy pro transformátory jsou nahrazovány kontinuálně vyráběnými svitky pásu Eo, válcovanými za studena. Technologickým zpracováním dochází k orientaci krystalů a tím k magnetické textuře.

Pásky jsou kontinuálně oboustranně opatřovány izolační vrstvou Keri-sol o tloušťce 2 a 5 μ m, která zabráňuje jednak vzájemnému svaření svitků při tepelném zpracování, jednak vzájemně elektricky izoluje plechy v magnetickém obvodu pro zmenšení ztrát vířivými proudy. Pásky mají hladký povrch, rovnoměrné i mechanické vlastnosti. Pásky tepelně zpracované jsou dodávány ve svitcích o průměru do 1,1 m o šířce pásu 500 až 750 mm a jako plechy o šířce 500 až 750 mm a délce 1500 a 2000 mm a hmotnosti až 2,5 t. Výseky z těchto plechů se již obvykle dále tepelně nezpracovávají. Je-li to nutné, doporučuje se regenerační tepelné zpracování při teplotě 820 °C po dobu dvou hodin v ochranné nebo normální atmosféře podle druhu izolace. Tyto plechy jsou označovány jako Eo (elektrotechnický plech orientovaný). Elektrotechnické plechy Eo se v zahraniční literatuře označují jako plechy se strukturou GOSS (Grain Oriented Silicon Steel).

Plech Eo se vyrábějí v druzích Eo 10, Eo 11, Eo 12, Eo 13, Eo 15 a Eo 17 a v tloušťkách 0,3 až 0,35 mm s tolerancí +10 %. Čísla znamenají ztrátové číslo $p_{1,5}$, vyjádřené v dese-

nách W/kg. Nejdůležitější vlastnosti jsou popsány v normách ČSN 420231 a ČSN 426341. V zahraničí se vyrábějí v tloušťkách 0,32, 0,30, 0,27, 0,12, 0,08, 0,05 a 0,025 mm. Těchto malých ztrát však dosahují plechy jen tehdy, uzavírá-li se indukční tok ve směru válcování. V tomtéž směru dosahují tyto plechy indukce blízké nasycení při menších polích než dříve vyráběné plechy Et. Právě tyto vlastnosti způsobují jejich široké uplatnění, ačkoliv jejich cena na 1 kg je proti ceně plechů Et několikanásobně vyšší. Navzdory tomu pro menší ztráty v magnetickém obvodu a snadněji dosahované větší indukce umožňují zmenšit magnetické obvody, takže při rozboru celkových nákladů se dosahuje úspor několika tisíc Kč na 1 t plechů. Nejpoužívanější jsou plechy Eo 10 a Eo 11, některé jejich vlastnosti jsou v tab. 13. Činitel plnění plechů Eo při tlaku 40 až 50 N na cm² je 97 až 98 %. Činitel stárnutí

$$A_p = (p_b - p_a) / p_a \cdot 100 \%$$

se zjišťuje ze změny $p_{1,5}$ u plechů ohrátých po dobu 120 hodin na 120 °C. Je menší než 3 %. Počet ohybů podél směru válcování má být větší než 3. Izolační odpor zjištěný při tlaku do 100 N/cm² je větší než 20 Ω. Při větším tlaku se izolace porušuje. Nebezpečí ztráty izolačních vlastností vrstvy mechanickým tlakem nepříznivě ovlivňuje i magnetovací charakteristiku. V jádrech transformátorů by tento tlak neměl být větší než 40 až 50 N/cm².

Při zpracování plechů Eo vzniká odpad, z něhož se po ořezání na určité šířky vyrábějí jádra C. Tím se dále z hospodárně použítí těchto materiálů.

Elektrotechnické plechy Ei

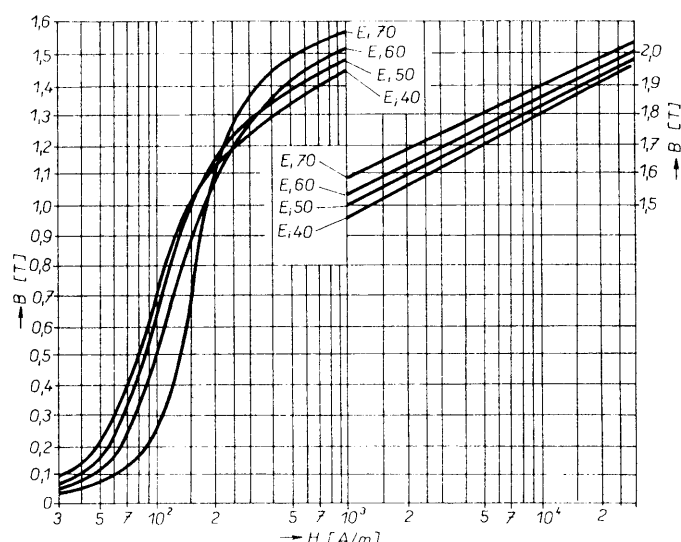
Při výrobě asynchronních elektromotorů a pro výseky plechů pro jádra malých transformátorků se používají elektrotechnické plechy Ei. Tyto plechy jsou magneticky izotropní. Jejich magnetické vlastnosti měřené

Tab. 13. Některé magnetické vlastnosti plechů a pásů pro elektrotechniku, válcovaných za studena, s magnetickou texturou podle ČSN 42 0231, pro tloušťky 0,3 a 0,35 mm. U značky jakosti je první dvoučíslí stonásobkem měrných ztrát, druhé stonásobkem jmenovité tloušťky plechu. Poslední číslice 1 představuje zvětšenou permeabilitu plechu, 2 plechy se zmenšenými ztrátami a 3 s běžnými magnetickými vlastnostmi. Údaje byly zjištěny měřením na „malém“ Epsteinově přístroji podle ČSN 34 5887

Značka jakosti	Měrný ztrátový výkon max.		Min. indukce [T] při amplitudě intenzity magn. pole [A/m]				ρ [μΩcm]	Značka výrobce
	$p_{1,5}$	$p_{1,7}$	100	1000	2500	10000		
140-30-2	1,40		1,61	1,77			40	Eo10 Eo10 Eo11 Eo11 Eo12 Eo13 Eo15
150-30-2	1,50		1,60	1,77				
150-35-2	1,50		1,61	1,77				
160-35-2	1,60		1,60	1,77				
092-30-3	0,92	1,55		1,80	1,90	1,98		
097-30-3	0,97	1,60		1,77	1,85	1,98		
107-30-3	1,07	1,70		1,77	1,80	1,96		
101-35-3	1,01	1,65		1,80	1,88	1,98		
110-35-3	1,11	1,75		1,70	1,84	1,96		
120-35-3	1,20	1,90		1,70	1,80	1,94		
130-35-3	1,30	2,10		1,67	1,80	1,92		
150-35-3	1,50	2,40		1,62	1,76	1,90		

Tab. 14. Některé magnetické vlastnosti plechů pro elektrotechniku z pásů, válcovaných za studena, magneticky izotropní, podle ČSN 41 0234. U značky jakosti první součísle je stonásobek měrného ztrátového výkonu, druhé stonásobek jmenovité tloušťky plechu. Poslední číslice označuje druh zpracování a obsah křemíku (zjištěno na „malém“ Epsteinově přístroji podle ČSN 34 5887)

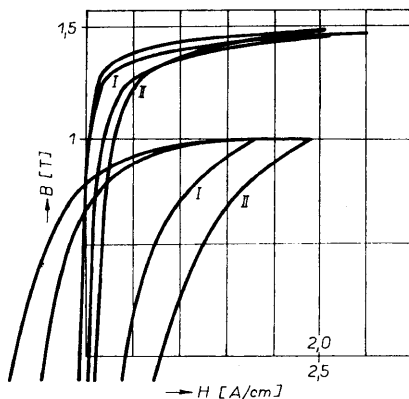
Značka	Značka	Tloušťka [mm]	Měrný ztrátový výkon max.		Min. indukce [T] při amplitudě int. magn. pole [A/m]			Činitel anizotropie [%]	Hustota [g/cm ³]
			p_1	$p_{1,5}$	2500	5000	10000		
Ei70	700-65-4	0,65	3	6,8	1,56	1,65	1,76	±12	7,80
Ei60	630-65-4	0,65	2,6	6,0	1,56	1,65	1,76	±12	7,75
Ei80	800-50-4	0,50	3,5	8,0	1,58	1,68	1,78	±12	7,80
Ei70	700-50-4	0,50	3,0	6,8	1,58	1,67	1,78	±12	7,80
Ei60	600-50-4	0,50	2,6	6,0	1,58	1,67	1,78	±12	7,75
Ei55	580-50-4	0,50	2,3	5,3	1,56	1,65	1,76	±12	7,75
Ei50	500-50-4	0,50	2,0	4,7	1,55	1,64	1,75	±14	7,70
Ei45	440-50-4	0,50	1,8	4,3	1,54	1,64	1,74	±14	7,70
Ei40	400-50-4	0,50	1,7	4,0	1,53	1,62	1,73	±14	7,65



Obr. 26. Dynamická magnetovací křivka (50 Hz, sin B, tloušťka 0,5 mm)

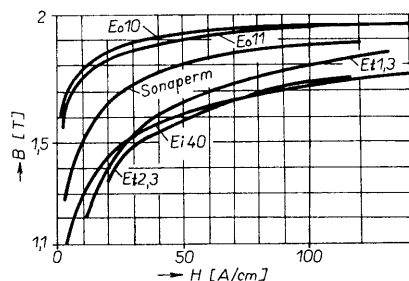
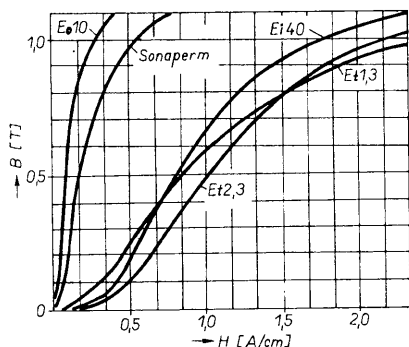
v různých směrech, hlavně ve směru válcování nebo kolmo k němu, jsou prakticky stejné. Plech je hladký, obsahuje se dobrého činitele plnění. Pásky se dodávají ve svitcích o váze do 2,5 t o průměru do 2,5 m a šířce pásu zatím 500 mm, plechy v délkách od 1400 do 2500 mm.

Plech Ei se vyrábějí v kvalitě Ei 40, Ei 45, Ei 50, Ei 55, Ei 60, Ei 70, Ei 80 o tloušťkách 0,50 a 0,65 mm ±8 %. Čísla opět znamenají ztráty v desetinách wattu na kilogram při 1,5 T, 50 Hz. Ztráty a indukce jsou v tab. 14. Dynamické křivky magnetování jsou na obr. 26. Z dalších vlastností jsou významné: Klínovitost, která při šířce pásu od 300 mm do 500 mm a při tloušťce 0,5 mm napříč pásu musí být menší než 0,02 mm, ohyby mají být 30 až 60, napříč 25 až 55, pevnost v tahu 280 až 450 N/mm², tažnost 15 až 25 %, stárnutí max. 6 % při $p_{1,5}$ a 150 °C/150 h, anizotropie magnetické indukce B_{25} , zjištěná jako rozdíl ve směru a kolmo ke směru válcování při 25 A/cm je menší než 0,13 T. Rozdíl $p_{1,5}$ v těchto směrech je rovněž menší než 12 %. Pásky jsou po obou stranách opatřeny organickým lakem zn. Sulfisol. Tloušťka vrstvy je 5 μm. Výseky nevyžadují dodatečné tepelné zpracování. Charakter technologie výroby plechů typu Ei je obdobný výrobě plechů Eo. Plechy Ei



Obr. 27. Změna statických nenasyčených hysterezních smyček stárnutím u Ei 60

I - před zkouškou stárnutím, II - po zkoušce stárnutím



Obr. 28, 29. Magnetovací křivky ve středních a silných polích. Harmonický průběh B, 50 Hz

mají však ještě menší obsah křemíku (1 až 1,6 %) než plechy Eo, $\rho = 30 \mu\Omega\text{cm}$. Na obr. 27 je změna tvaru hysterezních smyček vlivem stárnutí.

Vlastnosti elektrotechnických plechů Ei jsou zaručované normou „Plech a pásy za studena válcované“, ČSN 42 0234. Z elektrotechnických plechů dosahují plechy Ei největšího objemu výroby. Aby se dosáhlo co nejlepšího využití vlastností plechů, navrhuje se výrobky podle typických nebo katalogových údajů materiálů, které udávají střední vlastnosti dosažené výrobcem.

Plech jsou členěny podle měřených ztrát a průběhu magnetické indukce za kolenem magnetovací křivky. Průběh v oblasti malých indukci není zaručován. Lze jen usuzovat, že čím menší jsou ztráty, tím větší je počáteční permeabilita. Podobně je větší počáteční permeabilita u plechů s větším obsahem křemíku, naproti

tomu je menší jejich indukce nasycení.

Transformátorové plechy Ei se používají i pro jádra sdělovacích transformátorů. V některých případech je požadavek velké počáteční permeability sdělovacích transformátorů kombinován s požadavkem velké indukce nasycení, neboť kromě malých intenzit hovorových proudů přenášejí tyto sdělovací transformátory i proudy vyvolávající mnohonásobně větší. Právě pro tyto účely jsou v zahraničí používány plechy válcované za studena s poloorientovanou texturou.

Jádra síťových transformátorů pro slaboproudou techniku tvaru M nebo EI se vyrábějí většinou z plechů Ei 40 nebo Ei 50. Část jader transformátorů je nahrazována jádry C, která jsou vyráběna z plechu Eo.

Vzájemné porovnání vlastností elektrotechnických plechů je na obr. 28 a obr. 29.

Další druhy

elektrotechnických plechů

V zahraničí jsou vyráběny plechy, které mají v pásu dva vzájemně kolmé směry snadného magnetování. Jsou označovány jako plechy s kubickou strukturou. Zatímco se u plechů s strukturou GOSS při zmenšování tloušťky plechu zhoršuje uspořádanost krystalické struktury, takže např. počáteční permeabilita pro tloušťku plechu 0,05 mm se zhorší 7x proti tloušťce 0,32, je toto zhoršení u plechů s kubickou texturou ani ne dvojnásobné. Svým složením i účelem použití patří plechy s kubickou texturou rovněž do skupiny elektrotechnických plechů, které jsou ocelmi. Průmyslově jsou v zahraničí vyráběny od r. 1957. Jejich předností je, že není prakticky rozdíl v magnetických vlastnostech ve směru válcování nebo kolmo k němu. Ztráty jsou jen o 17 % větší kolmo ke směru válcování, zatímco u plechů s texturou GOSS jsou o 260 % větší (tab. 15). Nedostatkem však je nákladnost jejich výroby.

Zcela novým materiálem pro stavbu výkonových transformátorů je slitina Fe92Si5B3, vyráběná technologií rychlého chlazení. Proti současným nejlepším ocelím pro elektrotechniku má jen třetinové ztráty - očekává se, že se průmyslově ke stavbě transformátorů uplatní již v druhé polovině devadesátých let. Technologie výroby magnetických materiálů rychlým chlazením umožňuje vyrábět pásy o

Tab. 16. Některé údaje magnetických materiálů zn. CV49 (49 % Co, 49 % Fe, 2 % V, 50 Hz, sin. průběh B, tloušťka 0,2 mm)

Označení	p_1	B_{25} [T, A/cm]	B_{100} [T, A/cm]	ρ [$\mu\Omega\text{cm}$]
CV49	1	2,2	2,33	27

tloušťce jen několik desítek mikronů - magnetickými obvody jsou toroidy a jádra C.

Vzhledem k rychlému chlazení nedojde buď k nukleaci zárodku krystalického zrna vůbec nebo je jejich růst velmi omezen. Výsledkem je mezikrystalická struktura, v níž atomy nezaujímají rovnovážné polohy. Materiály mají vlastnosti velmi odlišné od kovových krystalických látek. Mají omezenou tepelnou stabilitu (přibližně do jedné poloviny Curieho teploty vyjádřené v K), malou magnetickou anizotropii, velký elektrický odpor, nulovou magnetostrikci, velkou korozivzdornost, velkou pevnost a velkou otěruvzdornost. Mimo silové transformátory velkých výkonů, kde má být těžiště jejich uplatnění, se používají pro měřicí transformátory proudu, magnetofonové hlavy a stínění.

Pro nekystalickou strukturu se označují také jako magnetické amorfní látky nebo magnetická skla. Používá se již několik druhů složení, např. CoFeSiB, CoNbZr apod.

Pro speciální výrobu malých strojů a transformátorů se používají slitiny Fe, Co s 35 % nebo 49 % Co. Vybrané údaje magnetických vlastností slitiny CV49, která se vyrábí u nás, jsou v tab. 16.

Kvalita výroby elektrotechnických plechů, vyráběných ve velkém objemu s rovnoměrnými vlastnostmi, je značně závislá na úrovni měřících metod a měřících přístrojů. Vlastnosti se kontrolují v celém výrobním procesu a hodnotí se statistickými metodami. Tyto metody, zvláště pak statistické zjišťování magnetických vlastností, jsou ověřeny úspěšnou praxí výrobců plechů i spotřebitelů. Základem pro zjišťování magnetických vlastností plechů Ei a Eo je malý Epsteinův přístroj (ČSN 34 5871) a pro všechny druhy třídící linka fy Siemens-Halske, na níž se měří celá výroba. Na lince se průběžně zjišťuje p_1 , $p_{1,5}$ a B_{25} . Korelace mezi tímto zařízením a Epsteinovým přístrojem se uskutečňuje metodami regresivní analýzy. Výsledky zpracovává počítač.

Tab. 15. Porovnání průměrně dosahovaných velikostí typických veličin u plechů se strukturou GOSS a s kubickou strukturou

Struktura	B_{160} [T, A/m]		$p_{1,5}$	
	ve směru válcování	kolmo ke směru válc.	ve směru válcování	kolmo ke směru válc.
kubická textura	1,7	1,65	0,95	1,1
GOSS	1,67	1,2	1	2,7

Měření magnetické indukce a ztrát elektrotechnických plechů náleží k nejpresnějším měřicím metodám pro zjišťování magnetických vlastností. Reprodukovatelnost naměřených výsledků (tj. porovnání s výsledky naměřenými na jiných pracovištích) je lepší než 2 %. Na údajích magnetické indukce (uvádí se v katalogích na tři místa) je patrný tlak spotřebitelů. Katalogové údaje indukce se u světových výrobců elektrotechnických plechů vzájemně odlišují o méně než 1 % a již i takto malá odlišnost působí konkurenčním tlakem.

Měřicí metoda Epsteinovým přístrojem je vzájemně dohodnutá přijímací metoda, zatím nejdokonalejší, mezi výrobcem a spotřebitelem. Vychází však z tvaru vzorku, který vzhledem k prakticky používaným magnetickým obvodům je velmi malý a má i velmi malou hmotnost. Pro vyhodnocování naměřených výsledků používá některých smluvených údajů, jako je střední délka magnetické siločáry a měrná hmota vzorku. Výsledky získané na Epsteinově přístroji neposkytují proto úplnou záruku úspěchu při převádění naměřených hodnot z Epsteinova přístroje na konstruované zařízení. S tímto rizikem při používání elektrotechnických plechů je nutné počítat.

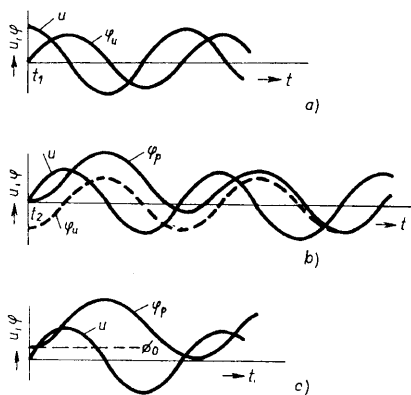
Zapínací proudy u jednofázových transformátorů

U zařízení, která mají síťový transformátor, se při nevhodně dimenzovaných pojistkách stává, že se jakoby náhodně přerušují při zapínání zařízení. Při zapnutí zařízení totiž vzniká proudový náraz, jehož velikost závisí na fázi napětí právě připojeného k transformátoru. Při zjednodušení a uvažuje-li se transformátor naprázdno je, má-li síťové napětí průběh

$$u = U_{\max} \cos \omega t$$

ustálený průběh indukčního toku

$$\varphi_u = \Phi \sin \omega t$$



Obr. 30. Průběh indukčního toku transformátoru při jeho připojení v době a) minimálního napětí, b) nulového napětí, c) nulového napětí, má-li transformátor zbytkovou remanenci

shodný i s průběhem magnetovacího proudu. Zapne-li se transformátor v době t_1 (obr. 30a), odpovídá vrcholové hodnotě napětí nulový indukční tok a tedy i nulový magnetovací proud. Proudový náraz nevznikne a vznikne ihned indukční tok ustáleného průběhu. Zapne-li se však v okamžiku t_2 , kdy $u = 0$, je v tomto okamžiku i $\varphi = 0$. Proto vzniká přechodná složka indukčního toku o amplitudě, která se rovná amplitudě indukčního toku, které se dosahuje při ustáleném stavu. K této složce toku se superponuje indukční tok cosinového průběhu ustáleného stavu. V součtu dosáhnou oba toky za polovinu periody dvojnásobné hodnoty (obr. 30b). Vzniklá stejnosměrná složka toku postupně doznívá.

Oba toky v době $T/2$ dosáhnou velikosti 2Φ . Mělo-li jádro ve výchozím stavu kladný zbytkový indukční tok, zvětší se vrcholová hodnota indukčního toku při přechodném jevu ještě o tento zbytkový indukční tok (obr. 30c), takže maximální hodnota přechodné složky indukčního toku v tomto případě bude

$$\Phi_{\max} = \Phi_0 + 2\Phi$$

Nepříznivá pro naznačené průběhy napětí je kladná zbytková remanence. U plechů s magnetickou texturou je třeba uvažovat zbytkovou remanenci 0,9 až 1 T, u ostatních druhů 0,6 až 0,75 T.

Je-li např. transformátor navržen pro indukci v jádru 1,7 T a kdyby se indukční tok uzavíral jen průřezem jádra, indukce v jádru při přechodném ději by dosáhla až 3,4 T, je-li při připojení transformátoru síťové napětí rovno nule a jádro bez zbytkové indukce. To povede k přesycení jádra. Výsledkem bude prudké zvětšení magnetovacího proudu (obr. 31), který dosahuje až několikanásobku jmenovitého primárního proudu. Indukční tok mimo průřez jádra prochází i vinutím, kterým je ohraničen. Uzavírá se dvěma paralelními cestami: průřezem jádra S_j a průřezem (průměrným) vinutí S_p (obr. 32). Proto

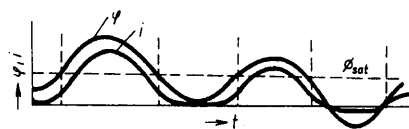
$$\Phi_{\max} = B_{j \max} S_j + B_{p \max} S_p$$

kde $B_{j \max}$ a $B_{p \max}$ jsou maximální indukce v jádru a v ploše S_p při přechodném ději.

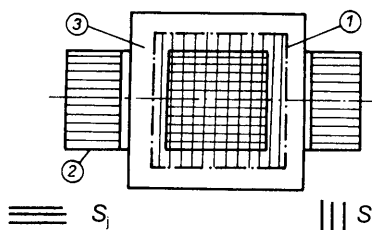
Přitom $B_{j \max} > B_{\text{sat}}$. Oba indukční toky jsou buzeny týmž magnetickým napětím, kde N_1 je počet primárních závitů a $I_{m \max}$ vrcholová hodnota magnetovacího proudu při přechodném ději. Je tedy

$$\begin{aligned} B_{p \max} &= \mu_0 H_{\max} \\ B_{j \max} &= B_{\text{sat}} + \mu_0 H_{\max} \end{aligned}$$

kde H_{\max} je vrcholová hodnota intenzity magnetického pole, o které předpokládáme, že je stálá na střední délce magnetické siločáry magnetického obvodu. Po dosazení uvedených rov-



Obr. 31. Průběh indukčního toku a magnetovacího proudu u transformátoru při jeho připojení v době nulového napětí



Obr. 32. Označení ploch k výpočtu Φ_{\max} (kolmý řez k ose plášťového transformátoru). 1 - střední délka závitů, kterou je přibližně ohraničen indukční tok. Uvnitř v průřezu vinutí je tok rovnoměrně rozložen. Výsledný tok, který prochází jádrem, je větší než tok, procházející vinutím, 2 - jádro, 3 - vinutí, S_j je průřez jádra, S celková plocha, kterou prochází indukční tok, $S_p = S - S_j$ je střední průřez vinutí, kterým prochází indukční tok

nic do vztahu pro Φ_{\max} se získá

$$\begin{aligned} \Phi_{\max} &= B_{\text{sat}} S_j + \mu_0 H_{\max} (S_j + S_p) = \\ &= B_{\text{sat}} S_j + \mu_0 H_{\max} S. \end{aligned}$$

Tento indukční tok není rovnoměrně rozložen v celé ploše S . Tato rovnice umožňuje určit H_{\max} a potom odhadnout maximální magnetovací proud

$$I_{m \max} = (H_{\max} l_s) / N_1$$

Nepřesnost výpočtu spočívá především v tom, že se odhaduje délka siločáry, na které je H_{\max} stálá, a dále v určení plochy S_p .

Při zatížení transformátoru se magnetovací proud v primárním vinutí dále ještě zvětšuje o proud do zátěže. S přesycováním jádra transformátoru se zvětšuje rozptylová indukčnost, neboť magnetická vodivost jádra se zmenšila. Zvětšuje se na ní a na odporu vinutí úbytek napětí. To opět zmírňuje zvětšení magnetovacího proudu přechodným jevem. Přechodná složka magnetovacího proudu se zmenšuje podle časové konstanty obvodu, v němž se tento děj uskutečňuje. Může trvat desítky, stovky i tisíce period. U transformátorů menších výkonů trvá přechodný děj déle než u transformátorů větších výkonů.

Přeruší-li se napájecí napětí v době, kdy magnetovací proud prochází nulou, prochází nulou (podle předpokladu) i indukční tok. Napětí na transformátoru se ihned zmenší na nulu. V druhém extrémním případě, kdy se napájecí napětí přeruší v době maxi-

ma napájecího proudu, vznikne přechodný jev: na transformátoru bude napětí takové velikosti a polarity, aby umožnilo pokračování magnetovacího proudu a jeho zmenšování k nule. Cesta magnetovacího proudu se může uzavírat sekundárním obvodem, umožní-li to jeho impedance. Nejčastěji však jiskra na kontaktech vypínače způsobí vodivou dráhu mezi kontakty vypínače a magnetovací proud se uzavírá primárním okruhem. Při bezkontaktním vypínání může však vzniknout napětí, které způsobí průraz některé ze součástek a tím otevře cestu zanikajícímu magnetovacímu proudu. Velké napětí na vinutí výstupních transformátorů může vzniknout při jejich náhlém odlehčení, čímž se mohou poškodit.

Jištění jednofázových transformátorů malých výkonů

Velikost magnetovacího proudu z hlediska zvětšení nárazového proudu při připojování na síťové napětí omezuje provozní schopnost transformátoru vzhledem k jeho bezpečnému jištění. Zvláště je tomu u transformátorů s toroidními jádry pro jejich malou rozptylovou indukčnost. V těchto případech se používá předřadný rezistor řádu jednotek ohmů, který je po několika periodách zkratován kontakty relé se zpožděným přitahem. Je možné, jak bylo uvedeno, při návrhu zmenšit magnetickou indukci v jádru. Jinou možností je zvolit jádro s větším poměrem vinutí k průřezu jádra.

Tavné pojistky, které jistí transformátory, se používají se zpožděným působením, aby se při krátkodobém zvětšení proudu pojistka nepřerušila. Kde nelze pojistku použít, musí se volit plechy s malou remanencí a menší musí být i pracovní indukce.

Poměr magnetovacího proudu I_m max k proudu provoznímu I je

$$I_{m \max} / I = (4,44 H B_f V_j) / P_j$$

Vzorec je odvozen z rovnice pro výpočet intenzity magnetického pole v jádru a transformátorové rovnice. H je intenzita magnetického pole, při které se dosáhne pracovní indukce B . Přirozený je požadavek co největšího zdánlivého přenášeného výkonu P_j (tj. využívat plně přípustného oteplení vinutí i jádra). Protože výkon je úměrný součinu průřezu vinutí a průřezu jádra, bude pro magnetovací proud příznivější takový typ jádra, u něhož poměr průřezu vinutí bude převažovat nad průřezem jádra. Při porovnání výhodnosti např. mezi výseky M a EI jsou v tomto ohledu příznivější transformátory s plechy M .

Vzhledem ke zvětšenému zapínacímu proudu se transformátory jistí tav-

nou pojistkou, která musí splnit mez přetěžování (ČSN 35 7401, Pojistky n.n. - všeobecná část).

Při zvětšené spotřebě vlivem selhání některých obvodových částí, které jsou transformátorem napájeny, při němž by se proud transformátoru zvětšil trvale i jen o 10 % nad max. přípustný proud, bude transformátor tepelně přetížen a posléze se zničí. Tomu zabráňují tepelné pojistky vkládané do vinutí transformátorů, u plášťových transformátorů jedna, u jádrových transformátorů dvě, do každé cívky jedna. Tepelné pojistky nejistí však transformátor proti jeho krátkodobému přetížení. Tepelné pojistky jsou založené na tavitelných pájkách. Nejčastěji jsou nastaveny na teplotu $96 \pm 2^\circ \text{C}$ (ČSN 42 3990, Snadno tavitelné pájky na tepelné pojistky). Vyrábějí se v pěti druzích pro ochranu v teplotním rozsahu od 62 do 162°C . Vlastnosti jsou popsány v normách ČSN 42 3989 až ČSN 42 3993 a ČSN 42 3995. Ani tento způsob ochrany však dokonale nezabezpečuje vinutí transformátorů. Používají se proto i termistory s kladným teplotním činitelem odporu (pozistory), které se vkládají mezi vinutí. Jejich odpor se zvojnásobuje při zvýšení teploty o 2°C , nebo 1000krát se zvětší při zvýšení teploty o 20°C . Těmito typy lze překlenout rozsah 60 až 180°C . Změna odporu se elektronicky vyhodnotí a transformátor se odpojí od sítě. Používají se i elektronická jištění, která reagují také na zmenšení výstupního napětí, popř. jeho zkrat. Využívá se opticky vázaného triaku (např. SITAC BRT22 firmy Siemens) - při zmenšení výstupního napětí se poruší optická vazba a triak se uzavírá. Zdroj pak lze znovu nastartovat pozistorem, který přemostuje triak a má za studena malý odpor. Firma Siemens vyvinula pro transformátory jistič výkonu 3VU13, na němž lze nastavit přípustný zapínací proud, přípustný proud nakrátko a přípustné oteplení při nadproudovém zatížení.

Předmagnetování

S rostoucím předmagnetováním stejnosměrným proudem se zmenšuje vratná permeabilita magnetických

materiálů a tím se zmenšuje indukčnost vinutí cívky. Vratná permeabilita je stálá přibližně do $1/4$ až $1/2$ indukce nasycení, pak se náhle zmenšuje. Její průběh pro některé používané druhy magnetických materiálů je na obr. 33. Nahrazovat některé z vlastností, které popisují magnetické materiály průběhem jediné křivky, je značně zjednodušené. Vlastnosti, které nejsou zaručovány technickými podmínkami nebo státními normami, mohou mít rozptyl od střední hodnoty až několiknásobný - obr. 34 tento rozptyl ukazuje právě na průběhu vratné a inkrementální permeability u jader Q , u nichž je technickými podmínkami obvykle zaručována pouze minimální magnetická indukce při určitém magnetickém poli o kmitočtu 50 Hz . Průběhy jsou vyneseny v závislosti na relativní délce mezery a intenzitě magnetického pole předmagnetování.

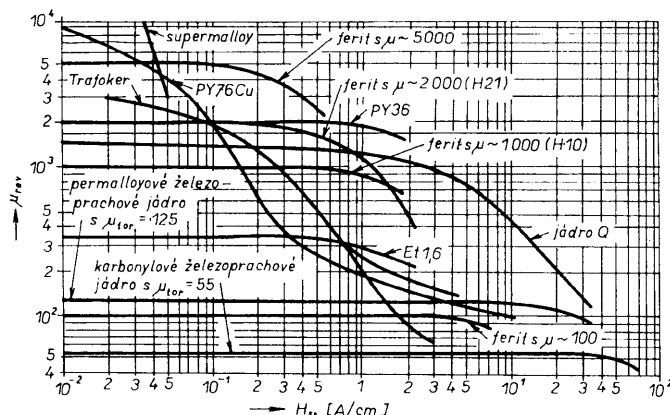
Průběhy magnetických vlastností, uváděné v literatuře, mohou být typické nebo mohou být i průběhy, zjištěnými pouze na jediném vzorku. Pro kusové nebo sériové výrobky s magnetickými materiály je proto nezbytné uvažovat meze, v nichž se využívané vlastnosti vyskytují a tyto meze je nutné zjišťovat měřeními.

Požadavek určité indukčnosti vinutí a určitého stejnosměrného proudu I_0 , který prochází vinutím vyhlazovacích tlumivek nebo sdělovacích transformátorů s předmagnetováním způsobuje, že přípustná intenzita magnetického pole, při níž se dosud neprojevuje náhlé zmenšení vratné permeability, může být překročena.

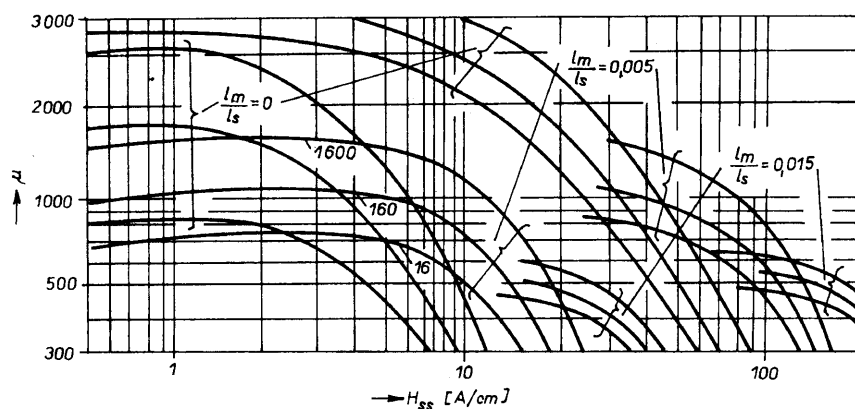
Zavedením mezery do magnetického obvodu se zmenší intenzita magnetického pole v magnetickém materiálu jádra na

$$H_j = H_0 (\mu_e / \mu)$$

Protože relativní zmenšení permeability vlivem předmagnetování se zavedením mezery projeví méně než kolikrát se vlivem mezery zmenší permeabilita, je možné se zvětšující se mezerou zvětšovat přípustné předmagnetování v materiálu jádra. V tom je právě těžiště problému - vhodnou velikostí mezery zmenšit efektivní per-



Obr. 33. Závislost vratné permeability μ_{rev} na intenzitě předmagnetovacího pole pro některé magnetické materiály



Obr. 34. Průběhy permeability u jader Q v závislosti na intenzitě předmagnetování, na velikosti relativní délky mezery a na intenzitě střídavého magnetického pole (uvedeny jsou přibližné krajní meze). Superponované střídavé pole: 16 mA/cm, 160 mA/cm, 1600 mA/cm

meabilitu jádra tak, aby intenzita magnetického pole, vzniklá předmagnetovacím proudem, nepřekročila v magnetickém materiálu přípustnou velikost, a aby se přes případné kolísání předmagnetování (např. vlivem kolísání napájecího napětí) měnila indukčnost vinutí jen v přípustných mezích.

Indukčnost vinutí cívky s jádrem s homogenním magnetickým průřezem, jehož obvod je přerušen mezerou, je

$$L = \mu_0 \mu_e N^2 (S_j / l_s).$$

Je-li v magnetickém obvodu intenzita magnetického pole v materiálu jádra H_j a v mezeře H_m , platí, že

$$H_j l_j + H_m l_m = N I_0 = H_0 l_s,$$

kde H_j , H_m a H_0 jsou velikosti stejnosměrného magnetického pole při předmagnetování proudem I_0 . H_0 je intenzita magnetického pole, která je vztažena k myšlenému jádru týchž rozměrů, které však není přerušeno mezerou a jehož permeabilita je μ_e . (Předpokládá se, že délka geometrické mezery l_m je shodná s délkou mezery l_m , která v obvodu skutečně působí)

$$H_0 = N I_0 / l_s.$$

Určíme-li z uvedených rovnic součin $L I_0^2$ a určíme-li, že $l_j = l_s$ a že objem jádra $V = S_j l_j$, získáme vztah

$$L I_0^2 / V = \mu_0 \mu_e [H_j + H_m (l_m / l_s)]^2.$$

Z náhrady součinu průřezu jádra a délky magnetické siločáry objemem jádra vyplývá, že tento postup výpočtu je vhodný jen pro jádra s homogenním magnetickým obvodem, jako jsou jádra složená z plechů tvaru M, EI, C a jádra Q. Pro jádra s ferity, které nemívají homogenní magnetický obvod, se používá postup jiný.

Výraz $L I_0^2 / V$ je nezávislý na počtu závitů. Dosadíme-li dále za $H_m = H_j \mu$, což vyplývá ze shodnosti mag-

netické indukce v mezeře a v jádru, do poslední uvedené rovnice, získáme úpravou

$$L I_0^2 / V = \mu_0 \mu_e H_j^2 [1 + \mu (l_m / l_s)]^2.$$

Dosadíme-li konečně za μ_e , dostaneme

$$L I_0^2 / V = \mu_0 \mu H_j^2 [1 + \mu (l_m / l_s)].$$

Z tohoto výrazu je možno určit vhodnou mezeru jádra, je-li zadáno L , I_0 , V , l_s , známo μ a přípustné co největší H_j . Toto hraniční pole je označeno H_{jh} . Permeabilita materiálu jádra v rovnicích je počáteční permeabilita. Při současném působení stejnosměrného i střídavého magnetického pole se nazývá inkrementální.

Při návrhu tlumívek a transformátorů s předmagnetováním známe potřebnou indukčnost vinutí i předmagnetovací proud. Volíme-li určitý druh jádra, známe jeho objem a tím je určena levá strana poslední uvedené rovnice. Volbou určitého materiálu je určena přípustná maximální velikost součinu μH_j^2 , kterou určíme z přípustného zmenšení vratné per-

meability např. o 10 % vzhledem k velikosti bez předmagnetování. Velikost H_j a ji odpovídající μ (μ_{rev}) volíme podle zvoleného materiálu z obr. 33. Po výpočtu relativní délky mezery l_m / l_s zpětně kontrolujeme vhodnost navržené mezery. Nejprve se určí z obr. 2 pro vypočtenou relativní délku a permeabilitu jádra velikost efektivní permeability jádra, dále se z velikosti požadované indukčnosti vinutí a známé efektivní permeability jádra určí z rovnice pro indukčnost cívky s jádrem (druhá rovnice v této kapitole) počet závitů. Konečně z určeného N a známého I_0 a l_s se určí H_0 . Předpokládáme-li určité kolísání H_0 , můžeme z rovnice

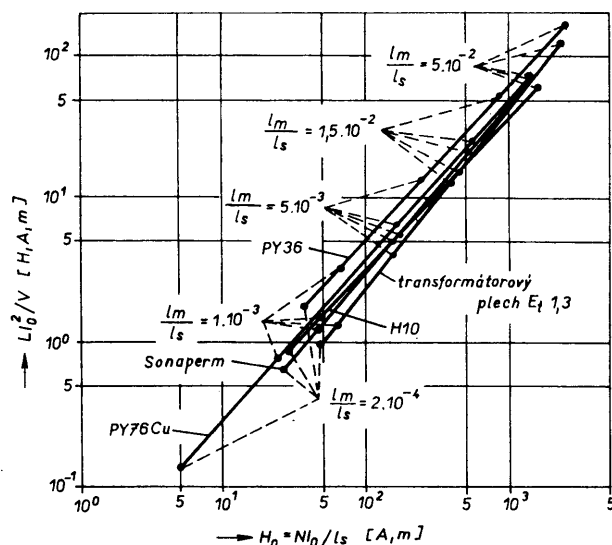
$$H_j = H_0 / \{1 + \mu (l_m / l_s)\}$$

posoudit, v jakých mezích kolísá H_j a tedy i v jakých mezích se bude měnit μ . Bude-li tato změna $\Delta \mu$, bude se $\Delta \mu_e$ měnit jen podle vztahu

$$\Delta \mu_e = \Delta \mu (\mu_e / \mu)^2.$$

Podobně je závislá i indukčnost vinutí. Bude-li tato změna zbytečně malá, takže by materiál jádra nebyl využit, volíme větší H_j a návrh opakujeme. V opačném případě, nemůžeme-li podmínce vyhovět, volíme jinou velikost jádra nebo jiný materiál. Délka mezery, kterou tímto způsobem zjistíme, je její zdánlivá velikost. Jsou-li jádra vyráběna s určitými mezerami nebo jsou-li u jader doporučené velikosti mezer, volí se mezeru nejbližší větší.

Výpočet transformátoru s předmagnetováním tímto způsobem je dosti pracný. Pro snazší návrh jsou uvedené závislosti zpracovány graficky. Podle prvního konstruktéra těchto diagramů se nazývají Hannaovy diagramy (1927). Na obr. 35 jsou Hannaovy diagramy pro transformátorovou ocel



Obr. 35. Hannaovy diagramy pro transformátorovou ocel Et1,3, PY36, PY76Cu, Sonaperm a feritovou hmotu H10

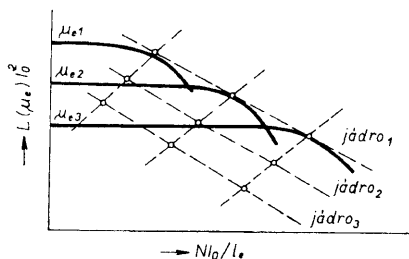
Et1,3, PY 36, PY 76Cu, Sonaperem a feritovou hmotu H10, z nichž lze určit pro požadovanou velikost LI_0^2 / V vhodnou velikost mezery i počet závitů, které je nutno na cívku navinout. Grafy jsou sestaveny pro podmínku, při níž se změna H_0 o 10 % projeví změnou indukčnosti vinutí o 1 %. Pro relativní délku mezery větší než $5 \cdot 10^{-2}$ průběhy všech materiálů vzájemně splývají, takže z hlediska předmagnetování neposkytují materiály žádné přednosti. Do uvedené relativní délky mezery jsou pro předmagnetování výhodnější takové materiály, které mají při stejné počáteční permeabilitě větší indukci nasycení. Bylo ověřeno (pro technickou praxi s vyhovující přesností), že mezni intenzita H_{jh} magnetického pole předmagnetování, od které se vratná permeabilita začne zmenšovat, je

$$H_{jh} \equiv (B_s - B_r) / (2\mu\mu_0) [A/m, T, H/m],$$

kde $B_s - B_r$ je rozdíl magnetické indukce nasycení a remanentní indukce a μ je počáteční permeabilita. Údaje náležejí k materiálu jádra. Při ještě hrubším přiblížení se uvažuje, že indukce způsobená předmagnetováním může být nejvýše $B_s / 2$.

Pro hrníčková jádra, nebo jiná jádra, která nemají homogenní magnetický obvod, nelze Hannaovy diagramy sestavit.

Pro vybranou feritovou hmotu a jádro, např. hrníčkové jádro s rozměry 36/22, se sestaví průběh $L(\mu_e)I_0^2$ v závislosti na NI_0 / I_s , kde proměnnou je I_0 (μ_e je např. zvoleno 250, N je počet závitů cívky, I_0 je předmagnetovací proud a I_s je náhradní délka magnetické silové čáry jádra 36/22). Změřením průběhu např. pro jádro s $\mu_{e1} = 250$ se získá průběh, který je na obr. 36 (pro tvarově stejné jádro z téhož materiálu s efektivní permeabilitou μ_{e2} např. 160 a posléze pro μ_{e3} např. 100 další průběhy). Kroužky na průbězích jsou vyznačeny body, pro něž se indukčnost proti počáteční zmenší ještě o přijatelnou velikost (např. 10 %). Totéž se opakuje s rozměrově jiným hrníčkovým jádrem, např. 26/16 (jádro 2) a 18/11 (jádro

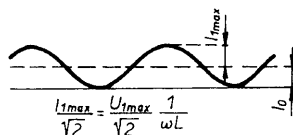


Obr. 36. Soubor grafů k určení vhodné velikosti jádra a jeho efektivní permeability. Ef. permeabilita feritového jádra je pro měření zvolena. Závislost pro jádra 2 a 3 není uvedena

3), pro tytéž efektivní permeability z téhož feritového materiálu (průběhy na obrázku nejsou vyznačeny). Body náležející témuž jádru a týmž permeabilitám se propojí. Z takové sítě grafů se zjistí pro zadané LI_0^2 vhodné jádro, jeho efektivní permeabilita i počet závitů vinutí. Takové grafy jsou v katalogích výrobců feritových jader.

Vyhlazovací tlumivky

Vyhlazovací tlumivka filtru, který začíná tlumivkou, se nazývá nárázová. Její návrh se pro dvojcestné usměrňovače odvozuje z minimálního odebraného proudu. Od této velikosti proudu nárázová tlumivka výstupní vyhlazené napětí také částečně stabilizuje. Návrh vychází z úvahy, že při nekonečně velké indukčnosti by ji procházel jen stejnosměrný proud, neboť pro střídavá napětí vzniklá usměrněním by představovala nekonečně velkou reaktanci. Naopak při určité minimální indukčnosti lze dosáhnout alespoň toho, že se usměrněný proud I_0 nezmenší v žádném okamžiku na nulu (obr. 37). Přibližný výpočet této induk-



Obr. 37. K návrhu vyhlazovací tlumivky

čnosti předpokládá, že je amplituda zvlnění usměrněného proudu, $I_{L \max}$, současně amplitudou první základní harmonické $I_{1 \max}$. Reaktance kapacity, kterou je filtr zakončen, se zanedbává, je-li $X_L / X_C > 20$.

Amplituda zvlnění napětí, $U_{L \max}$, na vstupu tlumivky se opět ztotožňuje se základní harmonickou $U_{1 \max}$. Je-li amplituda usměrněného napětí U_{\max} , je pro dvojcestný usměrňovač velikost usměrněného napětí

$$U_s = (2 / \pi) U_{\max}.$$

Základní harmonická zvlnění $U_{1 \max}$ má amplitudu

$$U_{1 \max} = (4/3\pi) U_{\max} = 0,66 U_s.$$

Po dosazení se určí, že

$$L_{\min} = U_{1 \max} / (\omega I_{1 \max}) = (0,66/2\pi f) (U_s / I_0) = (0,66/2\pi f) R_z,$$

kde R_z je zatěžovací odpor, f kmitočet základní harmonické. Např. pro dvojcestný usměrňovač (kmitočet 50 Hz) je $f = 100$ Hz. Pro tento případ a za uvedených zjednodušujících předpokladů má být

$$L > R_z / 1000.$$

Návrh nárázové tlumivky vychází z volby jádra a jeho materiálu. Určením mezery magnetického obvodu musí být splněna rovnice pro $(LI_0^2) / V$. Jádro má průřez S_j a délku magnetické silové čáry l_s . Je zadané L a I_0 a hledá

se počet závitů N vinutí s odpovídajícím průřezem vodiče. Pro jádra s magneticky homogenním obvodem se použije Hannaův diagram, který udává závislost LI_0^2 / V na NI_0 / I_s pro různé poměrné délky mezery a zvolený materiál. Z diagramu se určí NI_0 / I_s a I_m / I_s , z nichž se určí I_m a N . Z okénka pro vinutí se určí průměr drátu a kontroluje se proudová hustota. Vypočítá se odpor vinutí a zjišťuje se, je-li oteplení přípustné. Nevyhoví-li výsledek požadavkům, nebo je-li naopak jádro předimenzováno, volí se jiný typ jádra. Pro návrh lze použít tabulky, v nichž výrobci uvádějí pro jednotlivá jádra součin LI_0^2 .

Použijí-li se plechy EI nebo jádra C, u nichž je jádro přerušeno mezerou dvakrát, dosáhne se potřebné délky mezery vložením papírové lepenky tloušťky $l_m / 2$.

Ze znalosti velikosti mezery a z velikosti permeability použitého materiálu se určí μ_e a z rozměrů jádra si můžeme potom touto cestou ověřit správnost určené indukčnosti (kapitola Magnetický obvod transformátorů a cívek). Pro homogenní obvody je $I_e = I_s$ a $S_e = S_j$.

Je-li $1/\mu \ll I_m / I_s$, tj. při relativně velkých mezerách, je indukčnost vinutí určena jen rozměry mezery ($S_j = S_m$)

$$L = \mu_0 N^2 (S_j / l_m).$$

Transformátory pro měniče s kmitočtem do 400 Hz

Snahy o zmenšení hmotnosti i objemu napájecích zařízení vedou ke zvyšování kmitočtu napájecího napětí. Z transformátorové rovnice to vyplývá přímo, neboť napájecí napětí je přímo úměrné součinu průřezu jádra a kmitočtu napájecího napětí. Zvýšení kmitočtu napájecího napětí umožní zmenšit průřez magnetického obvodu a tím jeho hmotnost i objem.

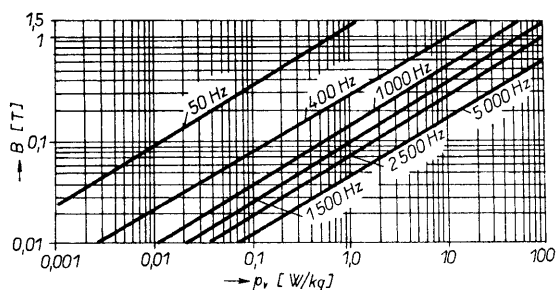
Pro jádra transformátorů složených z plechů lze jako nejvyšší kmitočet použít 400 Hz. Vyšší kmitočet umožňuje dále zmenšit kapacitu filtračních kondenzátorů a indukčnost tlumivek. Pro jádra z plechů volba kmitočtu souvisí s tloušťkou plechu pro materiály jádra, neboť ta ovlivňuje ztrátový výkon.

Měrný ztrátový výkon elektrotechnických plechů se vyjadřuje empirickými vzorci, např.

$$p_v = K_h f B^{1,6} + K_w f^2 B^2.$$

První člen vyjadřuje hysterezní ztráty, druhý ztráty vířivými proudy. Konstanty K_h a K_w jsou závislé na složení magnetického materiálu, na tvaru výseku a jeho ostří a na kvalitě izolování, na regeneračním žitání výseků, na pečlivosti složení magnetického obvodu a na tlaku při stahování výseků do magnetického obvodu.

Uvedené koeficienty, zjištěné na finálních výrobcích - transformáto-



Obr. 38. Měrný ztrátový výkon pásků tloušťky 0,12 mm Fe-Si s magnetickou texturou v závislosti na kmitočtu

rech a motorech - proti hodnotám zjištěným na Epsteinově přístroji, který je dosud stále pokládán za nejexaktnější měřicí metodu pro zjišťování ztrát, mohou být u transformátorů malých výkonů nejen několikrát větší, ale i menší.

Při tloušťce plechu 0,12 mm, která je ještě přijatelná pro skládání obvodů z výseků a pro indukci zmenšenou na 0,5 T, lze s jádry z elektrotechnické oceli při kmitočtu 400 Hz dosáhnout 3x menšího průřezu jader napájecích transformátorů, což zmenší jejich objem asi desetinásobně při jinak stejném přenášeném výkonu. Informativní přehled o měrných ztrátách plechu Fe-Si tloušťky 0,12 mm s magnetickou texturou v závislosti na kmitočtu je na obr. 38. Při kmitočtu 400 Hz je možné dosud stále používat větší magnetické indukce v transformátorových jádrech skládaných z plechů než u feritových jader. Feritová jádra se proto do těchto kmitočtů nepoužívají.

Meze kmitočtů, které vymezují optimální využití magnetických kovových materiálů, se nemožno brát jako nepřekročitelné. První čs. televizní přijímač (1956), pro jehož výrobu bylo nutné používat jen čs. součástkovou základnu, používal pro řádkovací transformátor (15 kHz) výseky z transformátorové oceli za tepla válcované o tloušťce 0,2 mm, ačkoli se v té době v zahraničí pro tento účel již používala feritová jádra.

Pro napájení ručního nářadí tam, kde není napájecí síť (jako např. pro vrtačku, pilu, hoblík apod.) a pro napájení elektronických spotřebičů (magnetofon, televizor apod.) určených pro napájení jen ze sítě, se používají střídače (invertory), napájené z baterie např. 12 V (6 V), např. na 220 V/50 Hz/200 W. Odběr z baterie nepřesahuje obvykle 10 až 15 A. Střídače se nejčastěji konstruují tak, aby vznikly pravoúhlé impulsy s kmitočtem 50 Hz, které se pak transformují a jejichž vyšší harmonické se omezují filtrem. Harmonický rozvoj některých využitelných funkcí ukazuje, že nejvýhodnějším průběhem z hlediska menšího obsahu vyšších harmonických složek je průběh lichoběžníkovitý a trojúhelníkovitý (obr. 39). Účinnost střídačů s pravoúhlými impulsy o kmitočtu 50 Hz s výkony do 200 W bývá 80 až 85 %. Je-li cílem dosáhnout přímo harmonického průběhu napětí, účinnost takového střídače nepřekročí 40 %. Důvodem zhoršení účinnosti je ztráta výkonu na výkonových tranzistorech. Tento způsob se používá jen pro střídače s výkonem do několika wattů (viz dále).

Střídače větších výkonů se konstruují jako kmitající, dvojčinné. Na obr. 40 je jedno z používaných zapojení se dvěma transformátory. Na výstupní transformátor, který je velký, nejsou kladeny žádné nároky na průběh hysterezní smyčky použitého materiálu, je navrhován jako síťový

transformátor. Zpětnovazební transformátor je malý, s jádrem s pravoúhlou hysterezní smyčkou. Podrobnější zdůvodnění takové volby bude uvedeno. Po odečtení úbytku napětí na tvarovacích tranzistorech se dostávají na primární vinutí bipolární, např. pravoúhlé impulsy U_1 např. o amplitudě 11 V a kmitočtu 50 Hz, které se mají transformovat na vrcholovou hodnotu $U_{2\max}$ (50 Hz) základní harmonické, tj. na $\sqrt{2} \cdot 220$ V.

Pro pravoúhlé impulsy je

$$U_1 = 4N_1 S_p B f.$$

Odtud se určí počet závitů primárního vinutí.

Má-li se získat požadovaná vrcholová hodnota základní harmonické, $U_{2\max} = \sqrt{2} \cdot 220$ V, musí být amplituda pravoúhlých impulsů na sekundárním vinutí zmenšena činitelem k . Pro pravoúhlé impulsy (obr. 38) je tento činitel 1,3

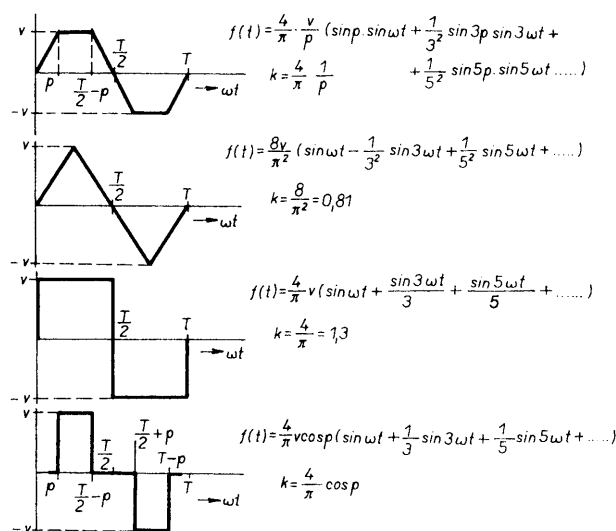
$$U_2 = (U_{2\max} 50 \text{ Hz}) / k = 4N_2 S_p B f.$$

Odtud se určí počet závitů sekundárního vinutí.

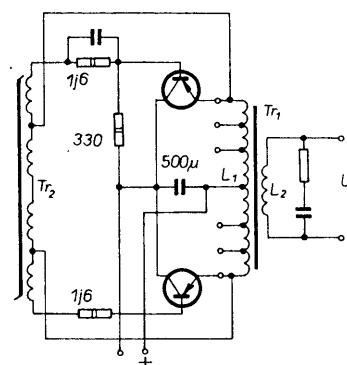
Při výpočtu se však musí uplatnit úbytek napětí na primárním a sekundárním vinutí a uvažovat zmenšení napětí akumulátoru. Přízpůsobení je možné dosáhnout odbočkami na primárním vinutí. Indukce v jádru se volí jako u síťových transformátorů. Ze zadaného výkonu se volí velikost jádra. Má-li být na vinutí napětí pravoúhlého průběhu, musí mít indukčnost vinutí vzhledem k době trvání impulsu a vzhledem k vnitřnímu a zatěžovacímu odporu určitou minimální velikost. Připustí-li se zmenšení temene impulsu o p %, měla by být indukčnost sekundárního vinutí po celou dobu trvání impulsu

$$L_2 > (100 \delta T_d / p) R$$

kde δT_d je pro 50 Hz 0,01 s a R je paralelní kombinace zatěžovacího odporu a přetransformovaného vnitřního



Obr. 39. Rozklad některých periodických průběhů do harmonických složek



Obr. 40. Zapojení kmitajícího střídače s dvěma transformátory (Tr_1 - plechy M nebo EI, tloušťka 0,35, 0,5 mm, Tr_2 - toroid, tloušťka 0,12 mm)

niho odporu zdroje impulsů na sekundární vinutí. Je-li zmenšení temene impulsu větší (připouští se 10 %), musí se zmenšit magnetická indukce a zvětšit počet závitů. Pro odrušení se používá jen sériový člen RC. Rezistor mívá odpor několik desítek ohmů (řádu jednotek W), kondenzátor kapacitu 0,5 až 1 μF s provozním napětím 220 V.

Přibližná indukčnost vinutí L_2 se zjistí připojením napětí 220 V na L_2 (napětí se dělí magnetovacím proudem a úhlovým kmitočtem). Primární vinutí je odpojeno.

Protože napětí na výstupu střídače pro 220 V je životu nebezpečné, izolace mezi vinutími a izolace sekundárního vinutí proti kostře musí vyhovět elektrické zkoušce 4 kV/1 min. Na výstup střídače lze připojovat jen ta zařízení, která jsou chráněna izolovanými kryty.

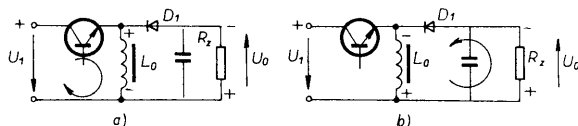
Transformátory a filtrační tlumivky pro spínací napájecí zdroje

Spínací zdroje převádějí stejnosměrné napětí získané usměrněním síťového napětí nebo napětí akumulátorů na stejnosměrné napětí jiné velikosti. Používají se tři základní typy: blokující měnič, propustný měnič a dvojitý měnič. Jejich spínací kmitočet bývá vyšší než 15 kHz. Používají se pro výkony jednotek wattů až do několika desítek kilowattů. Jejich výstupní napětí je obvykle stabilizované. Jako stabilizované zdroje dosahují ze známých napájecích zdrojů největší účinnosti (80 až 90 %). Měrný výkon vztahený k jednotce objemu bývá 60 až 120 W/dm³. Spojitě pracující regulátory mívají účinnost kolem 50 % a měrný výkon 10 až 20 W/dm³. Základní schéma spínacího zdroje je na obr. 41.

Blokující měnič

U blokujícího měniče v době otevření spínacího tranzistoru (obr. 42) se energie, dodávaná zdrojem, hromadí v tlumivce. Dioda D_1 zabraňuje přímému propojení vstupu měniče s jeho výstupem. V době uzavření spínacího tranzistoru se změni polarita napětí na tlumivce na opačnou, neboť proud tlumivkou se začíná zmen-

Obr. 42. Blokující měnič se společnou indukčností. Tranzistor a) vede, b) nevede



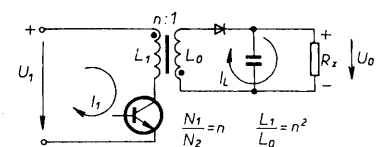
šovat, čímž se zmenšuje i indukční tok. Protože dioda D_1 je nyní zapojena v propustném směru, proud tlumivky protéká do zátěže. Celý proud, který procházel tlumivkou, byl jejím magnetovacím proudem a jeho velikost se nejprve zvětšovala. V době uzavření spínacího tranzistoru se magnetovací proud zmenšuje z dosažené maximální velikosti a uzavírá se přes zatěžovací odpor. Umístěním spínače ve schématu byla odvozena další zapojení s odlišnými vlastnostmi.

Pro dosažení galvanického oddělení zdroje a spotřebiče má tlumivka druhé vinutí, těsně vázané s prvním a působí rovněž jako transformátor (obr. 43). Měnič se označuje jako izolovaný blokující měnič. Blokující měnič potřebuje jen jeden magnetický, vinutý prvek. Blokující měniče jsou nejlevnějším typem spínacího zdroje. Používají se pro napáječe do 100 W. Jsou součástí např. televizních přijímačů.

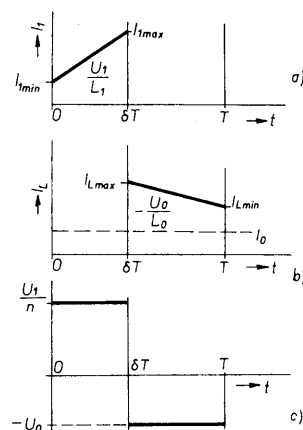
Blokující měnič pracuje periodicky s dobou periody T . Po dobu δT vtéká proud do primárního vinutí tlumivky, po dobu $T(1 - \delta)$ teče proud u izolovaného měniče sekundárním vinutím do zátěže (obr. 43). Napětí se stabilizuje šířkovou modulací intervalu δT . Rozbor vlastností blokujícího měniče pro návrh obou vinutí tlumivky vychází z předpokladu, že časová konstanta indukčnosti L vinutí tlumivky a k ní vztáženého vnitřního odporu zdroje, odporu tranzistoru ve vodivém stavu a odporu vinutí tlumivky je mnohem delší než T a že časová konstanta indukčnosti L tlumivky, zatěžovacího odporu, odporu diody v předním směru a odporu vinutí tlumivky je mnohem delší než $(1 - \delta)T$ v intervalu δT až T . Uvažuje se dokonalá vazba, bez rozptylu indukčního toku. Zjednodušená závislost mezi indukčností tlumivky L , proudem tlumivky I , napětím na ní U a časem t , která je používána pro vyjádření zvětšování proudu za těchto předpokladů je

$$I = (U / L) t$$

Indukčnost tlumivky se předpokládá dále stálá, nezávislá na indukčním



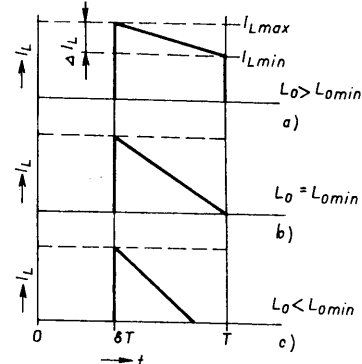
Obr. 43. Blokující izolovaný měnič. I_1 - proud při sepnutí tranzistoru (napětí $U_{CE} = U_1 + nU_0$), I_L - proud, nevede-li tranzistor (napětí na diodě je $(U_1/n) - U_0$)



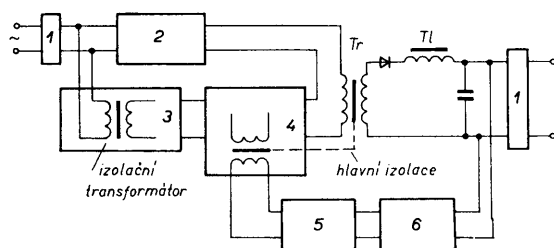
Obr. 44. Průběh napětí a proudu u blokujícího izolovaného měniče. a) proud kolektoru, b) proud diodou, c) napětí na sekundárním vinutí

toku. Protože jádro tlumivky blokujícího měniče má vždy v magnetickém obvodu napříč indukčním toku mezeru (neboť tlumivkou prochází stejnosměrný proud), je tento předpoklad oprávněný.

V době, kdy tranzistor vede (obr. 44), je-li primární napětí U_1 , je směrnice zvětšování proudu U_1 / L_1 . Diagram je sestaven pro ustálený stav, kdy počáteční proud tlumivkou $I_{L \min}$ pro $t = 0$ je stejný jako proud tlumivkou pro $t = T$. Nevede-li tranzistor, je napětí na sekundárním vinutí $-U_0$ a směrnice poklesu proudu je $-U_0 / L_0$. Při menším L_0 je pokles rychlejší. Při určité minimální $L_{0 \min}$ se proud zmenší z $I_{L \max}$ na nulu tak, že proud tlumivkou



Obr. 45. Proud tlumivkou při její různé indukčnosti a stálém odběru proudu



Obr. 41. Základní zapojení spínacího zdroje. 1 - odrušovací filtr, 2 - usměrňovač, 3 - usměrňovač pro rozběh zdroje, 4 - spínací tranzistor, buzený do bázi, 5 - převodník napětí / šířka impulsu, 6 - zpětnovazební obvod, T_r - transformátor měniče, T_I - filtrační tlumivka

není ještě přerušen (obr. 45). Při ještě menším $I_{L \max}$ se proud tlumivkou přerušuje, čímž se zvětšuje zvlnění usměrněného proudu.

Shodnost ampéřzávitů primárního a sekundárního vinutí v přechodné době mezi vodivým a nevodivým stavem tranzistoru, tj. v době δT , zajišťuje spojitou změnu magnetovacího proudu.

V době δT proto platí

$$N_1(U_1 / L_1) \delta T = N_2(U_0 / L_0) T(1 - \delta)$$

a odtud

$$U_0 = (N_1 / N_2) \cdot \{(U_1 \delta T) / (1 - \delta)\} (L_0 / L_1) = (U_1 / n) (\delta / (1 - \delta)) \quad (A).$$

Pro zadané U_0 , střední U_1 , podle materiálu jádra určeného f ($f = 1/T$) a střední hodnotu δ rovnice určuje převod transformátoru. Z rovnice dále vyplývá, že napětí U_0 je nezávislé na zatěžovacím proudu. I_0 je určen rovností ploch

$$I_0 T = \{(I_{L \max} + I_{L \min}) / 2\} (1 - \delta) T.$$

Pro průběh proudu, při kterém minimální velikost indukčnosti, $L_{0 \min}$, zaručí ještě nepřerušování proudu tlumivkou a tím ještě malé zvlnění, bude

$$I_0 T = (\Delta I_L / 2) (1 - \delta) T \quad (I_{L \min} = 0).$$

Je-li proud tlumivkou na konci periody větší než proud tlumivkou na počátku této periody, posouvají se hysterezní smyčky k nasycení, zvětšuje se magnetovací proud, přesycuje se jádro a zničí se spínací tranzistor.

Protože rovněž současně platí, že

$$\Delta I_L = \{U_0(1 - \delta)T\} / L_{0 \min},$$

vyplývá z obou posledních rovnic, že

$$L_{0 \min} = \{U_0(1 - \delta)T\} / 2I_0.$$

$L_{0 \min}$ se navrhuje pro nejnepříznivější případ, tj. pro δ_{\max} .

Nejvyšší přípustný kmitočet $1/T$ je omezen přijatelnou účinností měniče, která je dána především zotavovací dobou polovodičových součástek, ztrátami ve feritovém jádru a v diodě.

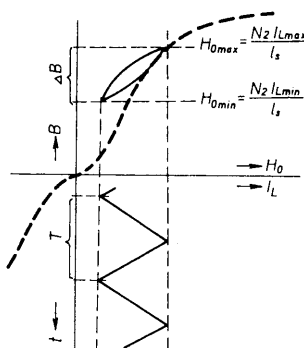
Celkový příkon P_1 je

$$P_1 = P_0 + P_{\text{spínání}} + P_{\text{usměrňování}} + P_{\text{řídících obvodů}} + P_{\text{vinutí}} + P_{\text{jádra}}.$$

Pro měniče napájené ze sítě je

$$U_{1 \max} = 220 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1 = 340 \text{ V}.$$

Napětí se dále zvětšuje až o 50 % pro zákmitu na vinutí tlumivky. Kontroluje se, jak tyto zákmity mohou být měničem zpracovány a je-li vinutí tlumivky (a obvodové prvky s ní spojené) dimenzované na takto velké napětí. Pro dosažení rychlé odezvy na



Obr. 46. Průběh malých hysterezních smyček filtrační tlumivky při napětí s pravoúhlým průběhem na vinutí

změnu napětí nebo odebíraného proudu není vhodné příliš zvětšovat indukčnost L_0 tlumivky. Pro měniče napájené ze sítě se uvažuje, že je k dispozici stejnosměrné napětí od 220 do 340 V. Z výkonu měniče, zvětšeného o ztrátové výkony, se odvodí maximální primární proud (pro $\delta = 0,5$)

$$I_{1 \max} = 2U_0 I_0 / U_{1 \min} \delta_{\max} \eta.$$

Indukčnost primárního vinutí je

$$L_1 = V_{1 \text{ stf}} \delta_{\text{stf}} T / I_{1 \max},$$

nalezne se vhodné jádro, které splňuje požadovaný součin $L_1 I_{1 \max}^2$. Z náhradních rozměrů I_e a S_e tohoto jádra a ze žádané indukčnosti L_1 se určí počet závitů N_1 , z poměru $U_{1 \text{ stf}} / U_0$ se určí převod a tím i N_2 . Změna magnetické indukce se určí ze vztahu

$$L = \Phi / I,$$

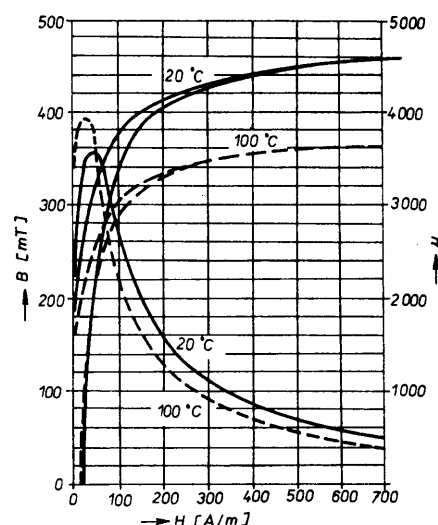
z něhož lze určit, že

$$\Delta B = L_{1 \max} / N_1 S_e.$$

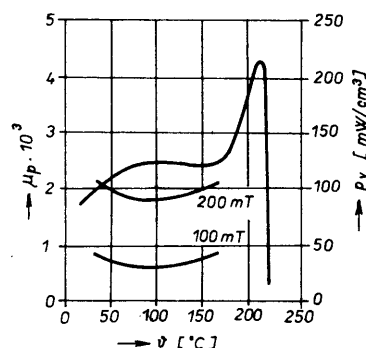
Na obr. 46 je průběh hysterezní smyčky, která popisuje magnetování jádra. Jádro je magnetováno pulsuji-cím stejnosměrným proudem, proto musí být magnetický obvod přerušen mezerou. Tím se zabrání neúměrnému zmenšení permeability jádra, k němuž by došlo, kdyby jádro nebylo mezerou přerušeno.

Pro návrh tlumivky s feritovými jádry je vhodné používat diagramy pro $L_0 I^2$ (obr. 35), které uvádějí ještě přípustnou velikost $H_{0 \max}$. Z těchto diagramů lze pro zvolené jádro určit přímo μ_e , z jeho velikosti a požadované L_0 se určí počet závitů.

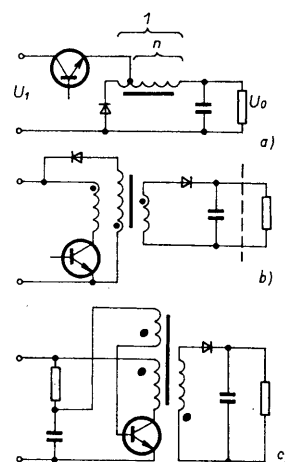
Pro jádra z hmot H21, N27, 3C8, která mají $\mu_e \sim 2000$, vychází μ_e v rozsahu 20 až 150. Vlivem přechodných jevů (např. při zapínání zdroje) se může indukce zvětšit až 1,5násobně. Tomu odpovídá takové zvětšení magnetovacího proudu, který může mít za následek proudové přetížení tranzistorů. Aby se tomu zabránilo, uvažuje



Obr. 47. Statické hysterezní smyčky při dvou teplotách a závislost amplitudové permeability na teplotě pro feritový materiál H21



Obr. 48. Závislost počáteční permeability a měrného ztrátového výkonu při kmitočtu 16 kHz a magnetické indukci 100 a 200 mT (sin. průběh) na teplotě pro feritovou hmotu H21



Obr. 49. Některá zapojení blokujícího měniče; a) $U_0 = U_1 \delta / [n(1 - \delta) + \delta]$, b) zapojení s rekuperační diodou umožní činnost i nezatíženého měniče, c) kmitající blokující měnič

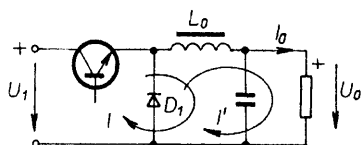
se kolektorový proud $1,3I_{1\max}$. Musí se přihlídnout i k oteplení jádra. Se zvyšující se teplotou se zmenšuje využitelná velikost ΔB . O velké teplotní závislosti svědčí hysterezní smyčka používané feritové hmoty, která byla sejmuta při různých teplotách (obr. 47 a 48). Po zvažování všech těchto vlivů bývá použitelné ΔB v rozmezí 0,1 až 0,2 T. Vybraná zapojení blokujícího měniče jsou na obr. 49.

Volně kmitající blokující měniče mají proměnnou dobu periody s konstantní dobou sepnutí. Proměnná je doba $(1-\delta)T$. Indikuje se stav, při němž se mění napětí na zpětnovazebním vinutí transformátoru, které ovládá spínání tranzistoru.

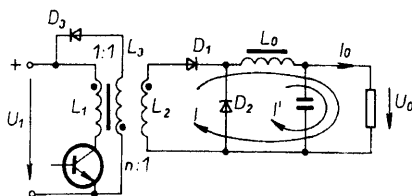
Propustný měnič

Propustný měnič bez galvanického oddělení vstupu a spotřebiče používá jen tlumivku (obr. 50). Obvyklejší je typ s galvanickým oddělením, který používá transformátor a tlumivku (obr. 51). Při sepnutém spínači i při jeho otevření se přenáší energie do spotřebiče. Při sepnutém spínači proud ze zdroje prochází přes transformátor a diodu D_1 , tlumivkou do spotřebiče, při rozpojeném spínači proud tlumivkou, bez jeho přerušení, prochází spotřebičem přes diodu D_2 . Proud do spotřebiče je dodáván tedy v době celé periody. Propustné měniče poskytují větší výkony než blokující měniče - do 500 W. Ze zdroje do spotřebiče se však energie dodává jen v části periody.

Propustný měnič pracuje rovněž periodicky s dobou periody T . Po dobu δT , při sepnutém spínacím tranzistoru, vtéká proud do primárního vinutí transformátoru a přes sekundární vinutí diodou D_1 do zátěže. V té době pracuje jako impulsní transformátor.



Obr. 50. Propustný měnič bez galvanického oddělení vstupu a výstupu. I - proud při sepnutém, I' - při rozpojeném spínači



Obr. 51. Propustný měnič s galvanickým oddělením vstupu a výstupu. I - proud při sepnutém, I' - při rozpojeném spínači

Primárním vinutím transformátoru procházejí dvě složky proudu: stálá činná složka, transformovaná do zátěže, a magnetovací složka, která vyvolá indukční tok a kryje ztráty spojené s magnetováním. V této části periody se magnetovací proud v primárním vinutí zvětšuje. Po uzavření spínacího tranzistoru, po dobu $(1-\delta)T$, na L_2 (i na ostatních vinutích transformátoru) se napětí změní na opačné. Změna polarit napětí na vinutích souvisí se zmenšením magnetovacího proudu a tím se zmenšením indukčního toku. V tomto intervalu dioda D_1 izoluje transformátor od spotřebiče a tlumivka L_0 pracuje jako u blokujícího měniče. Proud tlumivkou L_0 se uzavírá přes spotřebič a diodu D_2 . V době přechodu spínacího tranzistoru z vodivého do nevodivého stavu je proud tlumivkou spojitý. Protože transformátor je spínačem (tranzistor) a diodou D_1 oddělen od cesty, přes které by se mohla uzavřít cesta magnetovacího proudu transformátoru, uzavírá se magnetovací proud v době $T(1-\delta)$ přes rekuperační diodu D_2 zpět do zdroje. V době otevření spínače se změní napětí na vinutích transformátoru na opačné a tím se otevře cesta magnetovacímu proudu transformátoru přes tuto diodu D_2 . Magnetická indukce v jádru se zmenší na výchozí velikost. U propustných měničů, které jsou vždy připojeny k zátěži, může být rekuperační dioda zapojena i na spotřebič. Vinutí pro rekuperační diodu má stejný počet závitů jako vinutí, k jehož napětí je rekuperační dioda připojena.

Charakteristický je průběh proudu tlumivkou L_0 , který kolísá mezi $I_{L\min}$ a $I_{L\max}$ (obr. 52). Výchozí velikost proudu I_L v následující periodě musí být shodná s velikostí proudu I_L na jejím konci, jinak by se pracovní bod hysterezní smyčky posouval do oblasti nasycení jádra transformátoru, což by vedlo ke zvětšení proudu v době od 0 do δT od periody k periodě. To mu je zabráněno stabilizací výstupního napětí šířkovou modulací intervalu δT .

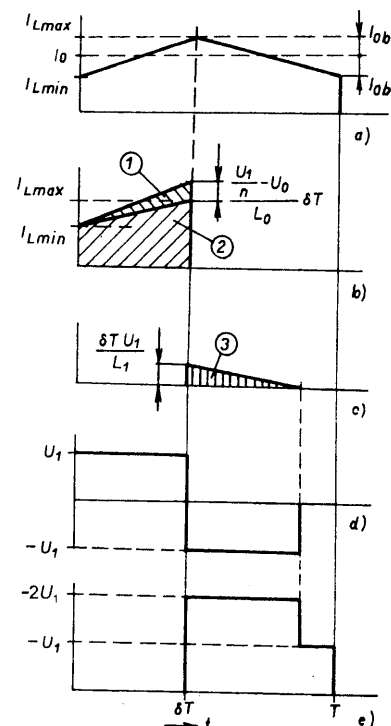
Náhradní schéma neizolovaného propustného měniče pro první část periody je na obr. 53a, pro druhou část na obr. 53b.

Průběh proudu propustného měniče s podmínkou, že proud na začátku periody pro $t = 0$ a na konci periody pro $t = T$ je týž, podobně jako i proud na konci intervalu $0 < t < \delta T$ a na počátku intervalu $\delta T < t < T$, je

$$i_1(t) = I_{L\min} + \{(U - U_0)t\} / L_0 \quad \text{pro } 0 < t < \delta T,$$

$$i_2(t) = I_{L\max} - \{(U - U_0)t\} / L_0 \quad \text{pro } \delta T < t < T.$$

Rozbor vlastností vychází z předpokladu, že časová konstanta L_0/R_1 i L_0/R_2 je mnohem větší než perioda T ,

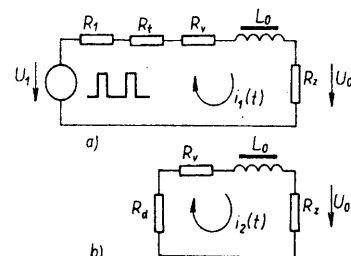


Obr. 52. Napětí a proudy v propustném izolovaném měniči. a) Proud do zátěže, b) 1 - magnetovací proud transformátoru, 2 - proud, přenášený transformátorem přes tlumivku L_0 do zátěže, c) proud rekuperační diodou, 3 - magnetovací proud se uzavírá přes rekuperační diodu zpět do zdroje, d) napětí na primárním vinutí transformátoru, e) napětí na tranzistoru

že exponenciální závislost růstu proudu lze přibližně nahradit lineární závislostí a že indukčnost L_0 je nezávislá na indukčním toku. Protože tlumivka propustného měniče je trvale magnetována pulsujičím stejnosměrným proudem, musí mít v magnetickém obvodu mezeru napříč magnetickému toku - její indukčnost lze proto pokládat za stálou.

R_1 je součet vnitřního odporu R_i zdroje, odporu R_t sepnutého tranzistoru, odporu R_v vinutí tlumivky a zatěžovacího odporu R_z . R_2 je součet odporu R_d diody v propustném směru, odporu vinutí tlumivky a zatěžovacího odporu.

V době, kdy vede spínací tranzistor, proud prochází vinutím transformátoru. Z proudu $I_{L\min}$ (obr. 52) se zvětší na



Obr. 53. Náhradní schéma neizolovaného propustného měniče pro část periody: a) $0 < t < \delta T$, b) $\delta T < t < T$

$$I_{L \max} = I_{L \min} + \{[(U_1/n) - U_0]/L_0\} \delta T$$

(neuvažují se úbytky napětí na odporech vinutí transformátoru i tlumivky, na rozptylové indukčnosti, na spínacím tranzistoru a diodě). Na proud $I_{L \min}$ se z $I_{L \max}$ zmenší za dobu $(1 - \delta)T$

$$I_{L \min} = I_{L \max} - \{(U_0/L_0)(1 - \delta)T\}.$$

Z obou rovnic vyplývá, že

$$U_0 = (U_1/n)\delta.$$

$$\text{Proud } I_0 = 0,5(I_{L \max} + I_{L \min}),$$

$$\text{zvlnění } I_{ob} = (I_{L \max} - I_{L \min})/2 = \{[U_0(1 - \delta)T]\} / 2L_0.$$

Klade se podmínka, aby $I_0/I_{ob} > F$. Filtrační činitel F se volí mezi 10 až 20. Čím větší se bude F volit, tím menší bude sice zvlnění, ale tím větší bude odezva t_r přechodného děje na změnu zatížení zdroje. Při změně napětí o 10 % byl zjištěn vztah, že doba vyrovnání napětí $t_r \sim FT$.

Indukčnost L_0 lze určit z posledně uvedených vztahů

$$U_0(1 - \delta)T / (2I_0L_0) \sim 1/F.$$

Indukčnost je minimální pro $F = 1$. Při této indukčnosti proud tlumivkou není ještě přerušován

$$L_{0 \min} = U_0 \delta T / 2I_0 = \{U_0(1 - \delta)T\} / 2I_0.$$

Tlumivka se konstruuje stejně jako tlumivka u blokujícího měniče. Připustný proud spínacího tranzistoru musí odpovídat požadavku

$$I_{C \max} > (I_0/n\delta)\{1 + (1/F) + p\} + I_{1m \max},$$

kde p je poměrné zvětšení proudu tranzistoru oteplením. Tranzistor musí v závěrném směru vyhovovat napětí

$$U_{CE} > 2U_1.$$

Pro sekundární vinutí transformátoru platí vztahy

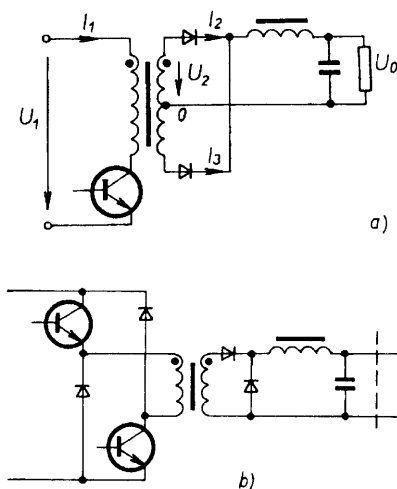
$$n(V_0 + V_D + V_v) = \delta_{\max} V_{1 \min}$$

$$L_2 = \mu_a \mu_0 N_2^2 (S_e / l_e)$$

a odtud pro objem jádra

$$V_e = (\mu_a \mu_0 U_2^2) (\delta T)^2 / L_2 \Delta B^2.$$

Aby byl magnetovací proud malý, volí se $L_2 > L_0$ obvykle 3 až 6krát větší. Volí se jádro a tím je určen jeho objem. Pro určité výkony spínacích zdrojů výrobci feritových jader dolo malého předmagnetování jádra stejnosměrným proudem. Používají se proto jádra bez mezery. Permeabilita μ_a odpovídá údaj, který vyplývá ze změny magnetické indukce. Pro návrh se používá velikost počáteční permeability.



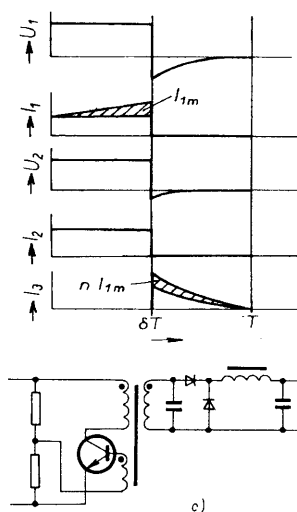
Obr. 54. Některá zapojení propustných měničů: a) rekuperační dioda do zátěže (trvalé zatížení), b) tranzistory působí synchronně, rekuperační dioda do zdroje, c) nestabilizovaný kmitající propustný měnič

Celý magnetovací cyklus se skládá z malých hysterezních smyček (viz obr. 46). Volba přípustné velikosti ΔB se podrobuje podrobnějšímu rozboru jako u transformátoru blokujícího měniče. Bývá v rozmezí 0,1 až 0,2 T.

Některé další varianty propustného měniče jsou na obr. 54.

Dvojčinný měnič

Existují dva druhy dvojčinného zapojení měničů. Jsou to buď zdroje, stabilizované proměnným sériovým nebo paralelním odporem, nebo stabilizované dobou, po níž jsou transformátory připojeny ke zdroji. Doba připojení se reguluje šířkovou modulací impulsů s pevným opakovacím kmitočtem. Kmitající měniče nemají pevný kmitočet a neposkytují stabilizované výstupní napětí. U prvního druhu přechází indukce plynule z jedné velikosti na opačnou. U dvojčinných stabilizovaných zdrojů nastává prodleva indukce, protože mezi budičími impulsy pro spínací tranzistory je mezera, tj. nulové napětí. Magnetovací proud se při zmenšování i zvětšování mění s lomenou strmostí. Činnost transformátoru a filtrační tlumivky jsou oběma zapojením společné. Schematicky naznačené zapojení dvojčinného měniče, který je stabilizován dobou sepnutí tranzistorů, je na obr. 55. Dvojčinný měnič se skládá ze dvou shodných impulsních transformátorů, navinutých na téže jádru, které pracují v protifázi. Diody D_1 a D_2 usměrňují napětí na sekundární straně transformátoru a energie je dodávána přes tlumivku L_0 do zátěže. Při nevhodném výběru polovodičových součástek, nejsou-li mezi budičími impulsy dostatečné mezery (je-li přechod z nevodivého stavu do vodivého pomalý), vznikají dodatečné ztráty, způsobené zkratováním zdroje



přes transformátor, neboť oba spínací tranzistory krátkodobě vedou. Podobná situace je u diod i u předchozích měničů, neboť doba zotavení diody způsobuje, že obě diody jsou současně po určitou krátkou dobu otevřeny. Zhoršuje se tím účinnost měničů a tento stav je i často příčinou jejich havárie. Má-li se tomu u dvojčinných měničů předejít, musí být činitel plnění impulsů v době půlperiody vždy menší než 0,5.

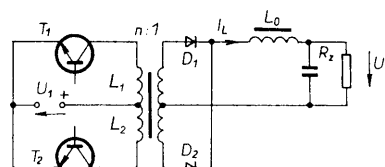
Vinutím transformátoru v době celé periody neprochází stejnosměrný proud a jádro proto nemusí mít mezeru. Pro rozkmit magnetické indukce se může využít celá hysterezní smyčka. Oba tranzistory by měly mít shodné vlastnosti, aby se jejich nevyrovnanost neprojevila stejnosměrnou složkou toku v transformátoru. Změna indukce vychází z opačné hodnoty magnetické indukce nasycení. Mohla by se tedy využívat až dvojnásobná magnetická indukce nasycení. Ohledy především na teplotní závislost vlastností feritů však tuto teoretickou indukci zmenšují až na 60 % indukce zjištěné při 20 °C.

Výstupní napětí U_0

$$U_0 = (U_1/n)2\delta,$$

kde U_1 a δ jsou střední hodnoty vstupního napětí a poměrné šířky budičích impulsů. Převod transformátoru je

$$n = U_1 / (U_0 + U_D + U_t + U_{Tr} + U_v),$$



Obr. 55. Schematické zapojení dvojčinného měniče

kde U_i postihuje nedokonalost pravoúhlých impulsů na vinutí transformátoru, obvykle se uvažuje $U_i = 0,1$ výstupního napětí. Veličiny U_D , U_{Tr} a U_v jsou (postupně) úbytek napětí na diodě, spínacím tranzistoru a na vinutí transformátoru a tlumivky.

Během sepnutí tranzistoru T_1 (obr. 55) se magnetovací proud I_m u měničů s budičím impulsy mění lineárně v závislosti na čase, přibližně z

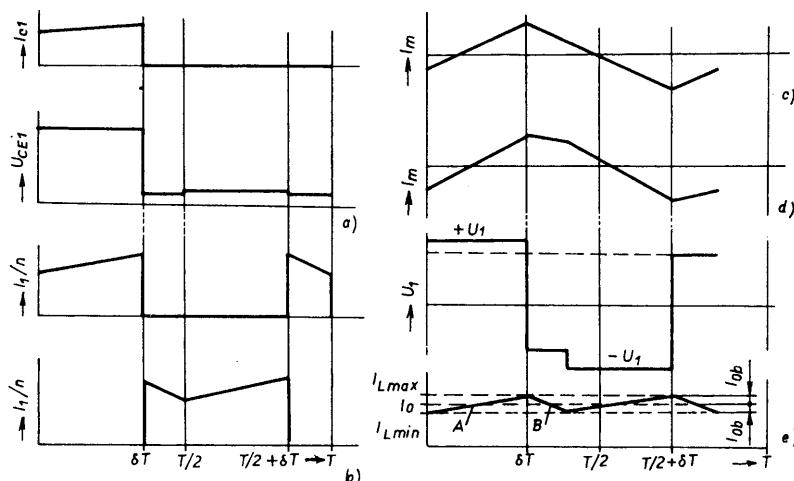
$$-(V_i/L_1)(\delta T/2)$$

na $(V_i/L_1)(\delta T/2)$. Otevírá-li se jeden tranzistor a druhý ještě není uzavřen, obě primární vinutí jsou odpojena od zdroje. Napětí na L_1 i L_2 se mění na opačné. Dioda D_2 připojí toto napětí na napětí tlumivky. Magnetovací proud se pozvolna zmenšuje, uzavírá se cestou L_2/n^2 , D_2 , L_0 , R_z . Při sepnutí tranzistoru T_2 se magnetovací proud zmenšuje a přechází do opačné polarity. Po přerušení proudu tranzistorem T_2 se napětí na L_1 i L_2 změní na opačné a napětí transformátoru se připojí přes diodu D_1 na napětí tlumivky. V intervalu, kdy jsou opět proudy oběma tranzistory přerušeny, magnetovací proud se pozvolna zvětšuje do kladných velikostí a uzavírá se přes L_1/n^2 , D_1 , L_0 a zátěž R_z . Přibližně stálý proud v těchto intervalech zajišťuje tlumivka L_0 . Při sepnutí tranzistoru T_1 se cyklus opět opakuje. Schématicky znázorněné průběhy napětí a proudů na dvojčinném transformátoru a tlumivce, na tranzistorech a diodách jsou na obr. 56.

Výchozí rovnice pro návrh vinutí transformátoru jsou: z napěťové plochy pro zvolenou magnetickou indukci je

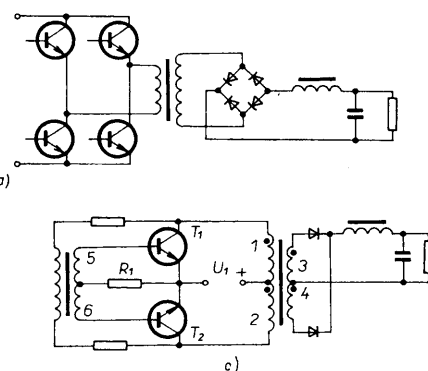
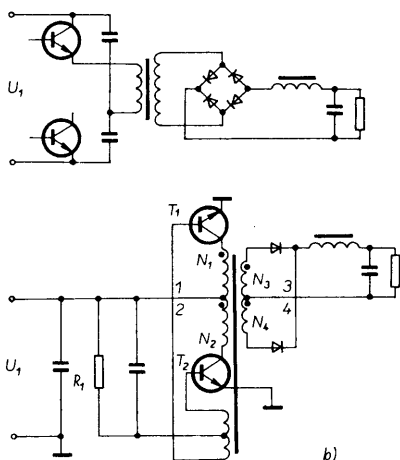
$$U_i = 4N_1BS_j(1/T),$$

kde S_j je nejmenší průřez magnetického obvodu jádra (zdvih magnetické



Obr. 56. Schématické znázornění průběhů napětí a proudů v některých místech regulovaného dvojčinného měniče: a) průběhy na T_1 , b) proud diodami D_1 a D_2 (dole), magnetovací proud c) nezátíženého a d) zatíženého měniče, e) napětí na L_1 (nahore) a proud tlumivkou (dole)

A - směrnice $\{(U_i/n) - U_D\}/L_0$
B - směrnice $-(U_D/L_0)$



Obr. 57. Některá zapojení transformátorů dvojčinných měničů: a) stabilizované šířkovou modulací, kmitající b) s jedním a c) se dvěma jádry

indukce je $2B$, od velikosti $-B$ do velikosti $+B$).

Magnetovací proud, jehož velikost volíme, dosáhne maxima

$$I_{1m \max} = \delta TU_i / L_1 \quad (\text{B}).$$

Dosažením za U_i při neuvažování ztrát je

$$I_{1m \max} = (nU_0 / L_1) (T/2).$$

Magnetovací proud $nI_{1m \max}$, přetransformovaný na sekundární stranu, má být 5 až 10krát menší než proud tlumivkou. Objem jádra transformátoru lze odhadnout úpravou vzorce pro výpočet indukčnosti vinutí s jádrem

$$V_0 \sim \mu\mu_0 L_1 I_{1m \max}^2 / B^2 \quad (\text{C}),$$

kde μ je počáteční permeabilita a B je magnetická indukce, která se volí podle použitého materiálu, S_j je nejmenší průřez jádra.

K dosažení malého magnetovacího proudu se volí L_3 4 až 8krát větší než L_0 . Přitom je

$$L_1 = n^2 L_3.$$

Dosadí-li se za $I_{1m \max}$ z rovnice (B) do rovnice (C), odvodí se pro indukčnost L_1 rovněž vztah

$$L_1 = \mu\mu_0 U_i^2 (\delta T)^2 / V_0 B^2.$$

Postupem jako u propustného měniče se odvodí indukčnost tlumivky

$$L_0 = \{ [(U_0)(1 - 2\delta)T] / 4I_0 \} F,$$

kde 2δ je činitel plnění v době periody T .

Některé varianty zapojení dvojčinných měničů jsou na obr. 57. Schéma dvojčinného kmitajícího měniče je na obr. 57b. Budič transformátor má jádro s pravoúhlou hysterezní smyčkou. Když se připojí napětí, teče přes rezistor R_1 proud do bází tranzistorů. Protože ty mají vždy rozdílné vlastnosti (nebo se jejich nesymetrie vyvolá uměle), jeden z tranzistorů se otevře (např. T_1) a proud protéká vinutím a magnetuje jádro transformátoru. Na vinutí 1 se objeví napětí zdroje, zmenšené o úbytky napětí na tranzistoru, na vinutí 2 se objeví napětí opačné polarity.

Obě vinutí jsou souměrná. Transformované napětí na vinutích 3 a 4 se usměrní. Tato vinutí jsou rovněž souměrná.

Napětí indukovaná v neoznačeném vinutí (zcela dole, dolní část) působí jako kladná zpětná vazba pro tranzistor T_1 , který se otevře naplno. Naproti tomu napětí na horní části neoznačeného vinutí působí na tranzistor T_2 právě opačně. Po době

$$t_1 = N_1 \Phi_s / U_i$$

se jádro transformátoru nasatí, magnetovací proud se sice dále zvětšuje, avšak růst indukčního toku se zastaví. To má za následek, že se napětí na všech vinutích zmenšuje. Tranzistor T_1 se zavírá a T_2 otevírá. Napětí na vinutích se mění na opačná. Postup se periodicky opakuje s dobou periody

$$T = 2N_1 \Phi_s / U_i = 2N_1 B_s S_j / U_i.$$

Napětí U_b indukované do obvodu báze má mít asi 1 V. Odpovídající počet závitů neoznačeného vinutí je

$$N_{\text{dolní části}} = N_{\text{horní části}} = (U_b / U_1) N_1.$$

Výstupní napětí po usměrnění (bez uvažování úbytků napětí) je

$$U_0 = (N_2 / N_1) U_1.$$

Výstupní transformátor je objemný a mimo to jsou jádra s pravoúhlou hysterezní smyčkou nákladná. Používají se proto dva transformátory (obr. 57c), z nichž jen jeden, objemově mnohem menší (vlevo), má jádro s pravoúhlou hysterezní smyčkou.

Výstupní napětí kmitajícího dvojčinného měniče není stabilizované. Při regulaci výstupního napětí šířkovou modulací budících bazových impulsů nesmí být doba plnění δ_{max} impulsů v půlperiodě větší než $T/2$. Výstupní napětí potom je

$$U_0 = 2\delta (N_2 / N_1) U_1.$$

Regulované dvojčinné měniče nevyžadují jádro s pravoúhlou hysterezní smyčkou. Neúměrnému zvětšení indukčního toku se zamezuje jednak počtem závitů vinutí, jednak jeho přípustnou změnou. Pro feritová jádra a kmitočet 20 kHz se uvažuje s indukcí 300 mT. Kmitající měniče mají kmito-

Tab. 17. Feritová hmota Philips 3R1

μ	10 kHz, 0,1 T, 25 °C	800 ±20 %
B [mT]	10 kHz, 250 A/m, 25 °C 10 kHz, 250 A/m, 100 °C	390 300
B_r [mT]	od 1 kA/m, 25 °C od 1 kA/m, 100 °C	340 ±25 250 ±25
H_c [A/m]	od 1 kA/m, 25 °C od 1 kA/m, 100 °C	42 ±10 20 ±5
ρ [Ωm] TC [°C] γ [g/cm³]	25 °C	1 >200 4,7

Tab. 18. Výběr některých jader podle výkonu dvojčinného měniče při spínacím kmitočtu 20 kHz

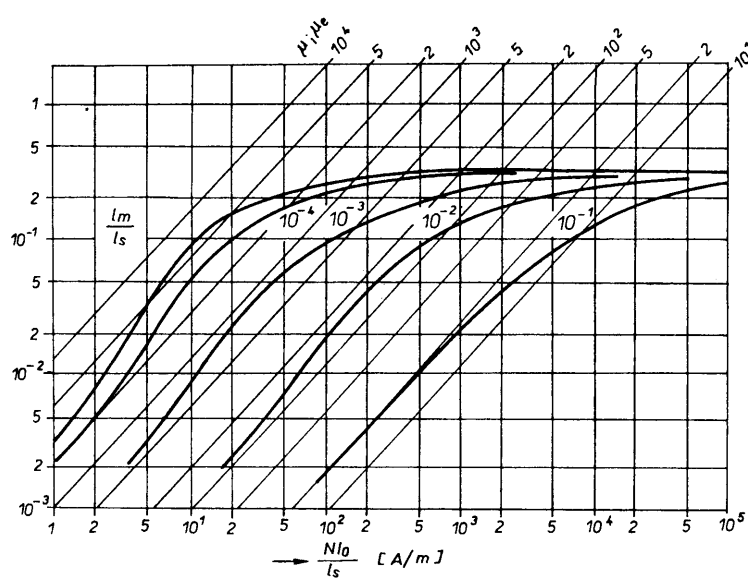
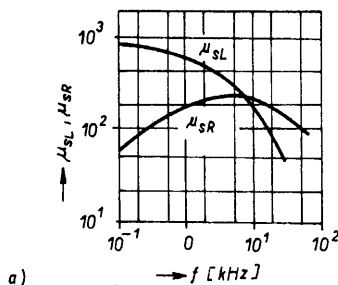
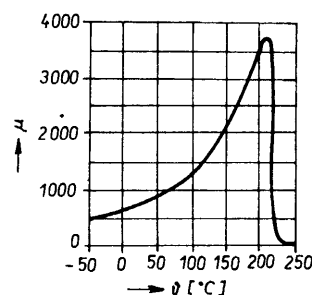
Výkon [W]	Typy jader						
	RM	hříčková	E	U	ETD	EC	PM
<5	4	11/7	12,6				
5 až 10	5	14/8	16	10			
10 až 20	6	18/11	20	15			
20 až 50	8	22/13	25	20			
50 až 100	10	30/19 26/20	32/8 32/12 42/15	25	29	35	
100 až 200	12	36/22	42/20, 55	26	34	41	50, 62
200 až 500	14	42/29	55	30	39	52	74
>500				U70 a vyš	44, 49	70	87

čet nižší než je kmitočet dvojčinných spínacích zdrojů, protože kovová jádra s pravoúhlou hysterezní smyčkou (zatím používaná) nemohou zpracovávat impulsy o kmitočtu spínacích zdrojů. Jsou však již vyvinuty feritové

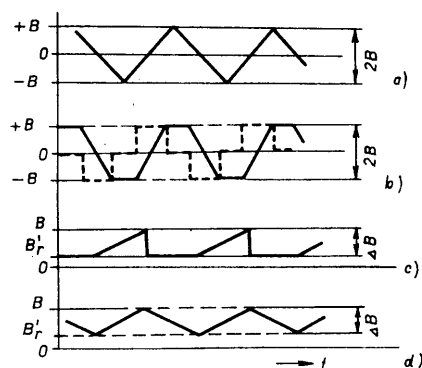
hmoty, které tvoří alternativu ke kovovým jádrům s pravoúhlou hysterezní smyčkou. Tyto hmoty mají několikanásobně větší indukci nasycení než měly feritové hmoty s pravoúhlou hysterezní smyčkou pro paměťová jádra. Jádra z těchto hmot jsou používána pro regulační účely, magnetické zesilovače a magneticky řízené usměrňovače. Vlastnosti jedné z nich jsou v tab. 17. Průběhy teplotní závislosti počáteční permeability (obr. 58a) a složek komplexní permeability nejsou zcela typické.

Na obr. 59 je schematicky znázorněn průběh magnetické indukce pro uvedené tři druhy měničů.

V tab. 18 a 19 je přehled některých používaných jader a údaje o jimi přenášených výkonech.



Obr. 58. a) Průběh teplotní závislosti počáteční permeability a složek komplexní permeability μ_{sl} a μ_{sR} v závislosti na kmitočtu pro feritovou hmotu s pravoúhlou hysterezní smyčkou (Philips 3R1), b) statická magnetovací křivka feritu H22 při 40 °C a odvozené magnetovací křivky pro různé relativní délky mezery

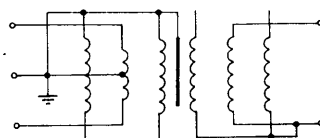


Obr. 59. Průběhy magnetické indukce u různých typů měničů: a) dvojčinný, b) dvojčinný s mezerami budících impulsů (čárkované průběhy napětí), c) propustný, d) blokující

Měniče pro malé výkony

V tab. 20 jsou vybrané údaje transformátorů pro měniče malých výkonů. Tyto měniče jsou obvykle konstruovány jako oscilátory s kmitočtem 6 až 20 kHz. Jsou napájeny malým stejnosměrným napětím. Napětí pro usměrnění a stabilizaci se odebrává z transformátoru. V těchto aplikacích jsou zvláště technicky zajímavé transformátory pro „plovoucí zdroje“ malého výkonu. Tyto zdroje jsou např. v elektronických voltmetrech a fázoměrech, určených k měření v obvodech oddělených od vztažné úrovně napětí (země).

U plovoucích zdrojů stejnosměrného napětí, u nichž žádná výstupní svorka není spojena se zemí, se rušivě uplatňuje přímé napájení transformátoru ze sítě. Přestože se u transformátorů používá dvojité stínění, mají napáječe i s takto upraveným vinutím funkční nedostatky. Schéma dvojitého stínění a jeho provedení je na obr. 60. Vzájemné kapacity mezi vinutím a stíněním se svedou tam, kde se rušivě neprojevují. Podobně i usměrňovací jednotka musí být ve dvojitém stínění. Díky objemnosti takto řešeného napáječe je větší potřeba izolačních materiálů - jejich použitím se zvětšují svody i parazitní kapacita přímého přenosu napětí ze síťového výstupu na výstup napáječe. U plovoucích napáječů se mění stejnosměrné napětí (vzhledem k zemi) na plovoucí napětí přes napětí střídavé. Pro zmenšení rozměrů napáječů se používá kmitočty až několik desítek kHz. Vzhledem k rušení, které je vyvoláno tímto kmitočtem, jeví se jako výhodný kompromisní kmitočty kolem 10 kHz, při němž lze kromě toho použít jak feritová jádra, tak jádra z permalloyu, která jsou vinuta z tenkých pásků (0,03 mm až 0,05). Protože snaha získat harmonický



Obr. 60. Transformátor s toroidním jádrem a dvojitým stíněním vinutí

průběh napětí je spojena se špatnou účinností měniče, používá se napětí pravoúhlého nebo lichoběžníkovitého průběhu, které je získáváno úplným otevíráním a zavíráním tranzistorů. Takový zdroj napětí má větší účinnost. Rušení, které je způsobené parazitní vazební kapacitou, lze omezit zkosením náběžných hran u lichoběžníkovitých průběhů a použitím kmitočtů do 10 kHz. Je-li strmota náběžné hrany např. 1 V/1 μs a připustí-li se rušivý proud I_r jen 1 μA, je nutné, aby parazitní vazební kapacita C byla

$$C < I_r(dt/dV) = 10^{-6} \cdot 10^{-6} \text{ F} = 1 \text{ pF}.$$

Uvedená parazitní kapacita vyhovuje u nenáročných zařízení s plovoucím napájením.

Konstrukční provedení náročného transformátoru pro plovoucí napáječ používá dva toroidy z permalloye nebo feritu, které umožňují prostorově oddělit vinutí, a tím značně zmenšit vazební (parazitní) kapacitu. Toroidní jádro z permalloye PY50H (tloušťka pásky 0,05 mm) nebo feritu z hmoty H21 (např. o rozměrech Ø16 / Ø10x5 - podle odebíraného výkonu) je vloženo do pouzdra z kvalitního izolačního materiálu, např. z teflonu. Izolační pouzdro je na protilehlých místech ovinuto v úhlu 120° vinutím, které působí jako stínění. Z vinutí je vyveden jen jejich začátek. Vinutí se izolují páskou. Na jedno z vinutí je v jedné čtvrtině obvodu jednoduše, pro dvojitě zapojení bifilárně, navinuto pri-

mární vinutí. Na izolované vinutí se navinou opět v úhlu asi 120° vinutí, která působí opět jako stínění. Z těchto vinutí je opět vyveden jen jejich začátek. Součástí stínění je i samotné jádro (v případě permalloye), připojené vodičem na nulové napětí. Sekundární vinutí je navinuto na čtvrtině protilehlého vinutí. Uspořádání je podobné jako u vinutí primárního. Transformátor je uložen tak, že sekundární vinutí zasahuje do stínění skříňky plovoucí části zdroje, z níž vyčnívá primární vinutí. Plovoucí část obsahuje usměrňovače, filtry a stabilizátor. Tato skříňka je izolovaně uložena v další uzavřené skřínce.

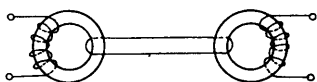
Má-li se dosáhnout ekvivalentní parazitní kapacity několika tisíců pF, což bývá požadavkem pro plovoucí zdroje měřících přístrojů, je nutné ještě důkladnější prostorové oddělení. Používá se transformátor se dvěma oddělenými jádry. Na jednom jádru je navinuto primární vinutí, na druhém sekundární. Obě vinutí a jejich stínění jsou stejná jako v předchozím přípa-

Tab. 20. Přibližné vnější rozměry transformátoru pro měniče malého výkonu s kmitočtem jednotek kHz a s feritovým jádrem

Přibližné vnější rozměry navinutého toroidu nebo hrn. jádra (vnější prům. jádra / výška)	Výkon stejnosměrného zdroje	Kmitočty
[mm]	[W]	[kHz]
10/7	1,5	6 až 20
13/9	4	
16/10	7,5	
20/13	14	
24/16	25	
28/18	40	
jádro E42/20	15	0,4 až 3,5

Typ jádra	Ztrát. výkon jádra [W] při $\Delta\vartheta$ = = 40 °C	Výkon spínacího zdroje [W] při $\Delta\vartheta$ = 40 °C										
		20 kHz			50 kHz		100 kHz		300 kHz		600 kHz	
		blok. ΔB = 200 mT	prop. ΔB = 200 mT	dvojč. ΔB = 200 mT	prop. ΔB = 200 mT	dvojč. ΔB = 200 mT	prop. ΔB = 200 mT	dvojč. ΔB = 200 mT	prop. ΔB = 100 mT	dvojč. ΔB = 100 mT	prop. ΔB = 100 mT	dvojč. ΔB = 100 mT
E42/15 E55	2,2 5,2	100 240	120 270	300 550								
RM5		1,5	2	5	5	13	10	25	20	30	30	40
RM6		4	5	20	12	27	24	45	40	55	50	70
RM8	0,3	9	12	50	30	60	55	90	80	100	90	135
RM10	1,4	18	23	80	45	90	90	160	180	180	170	240
RM14	1,6	70	80	300	140	250	200	280				
UI93/150		1400	1600	2400								
PM50		200	220	400	400	500	500	750				
PM62		350	400	700								
PM74		550	600	1000								
PM87		800	950	1600								
PM114		1500	1700	2700								
EC35		55	62	130	140	220	220	350				
EC41		75	90	200	200	300	300	450				
EC52		160	190	350	320	500	500	700				
EC70		380	420	800	900	1200	1500	1800				

Tab. 19. Výkony spínacích zdrojů s některými jádry při určitém oteplení, indukci a spínacím kmitočtu



Obr. 61. Schematický náčrtek vazby dvou transformátorů s oddělenými jádry

dě. Obě jádra jsou vázána společným vinutím nakrátko (obr. 61). Toto vinutí může mít buď jeden závit drátu většího průřezu, nebo několik závitů i neizolovaného drátu menšího průřezu. Pro funkci vazební smyčky není významné, dojde-li k vzájemným zkratkům mezi jednotlivými závity. Obě jádra jsou před ovíjením opět uložena do izolačních pouzder. V tomto případě nároky na izolační vlastnosti toroidů vůči primárnímu vinutí nejsou velké. Pouzdro může být např. ze silonu. Toroid se sekundárním vinutím je vložen do pouzdra z kvalitního izolantu, např. z teflonu. Vinutí je opět stíněno jednou vrstvou vinutí. Vazební smyčkou je možno navázat i několik plovoucích zdrojů (na obr. 62 je navázán i dvou zdrojů).

Transformátory malých výkonů jsou výstupními transformátory jednočinných nebo dvojčinných oscilátorů. Protože zdroj střídavého napětí má nezanedbatelný vnitřní odpor, je i při buzení výstupu harmonickým průběhem průběh napětí na transformátoru zkreslený.

Návrh dvočinných transformátorů měničů malých výkonů se neliší od návrhu výkonových transformátorů s vyšším kmitočtem, neboť stejnosměrná složka proudu je u nich vykompenzovaná. Vinutím transformátorů jednočinných oscilátorů však prochází stejnosměrný proud, který způsobí, že jádro má stejnosměrnou složku, na kterou je superponována magnetická indukce od střídavého napětí. Součet obou indukcí nesmí překročit určitou velikost, je omezen buď velikostí magnetické indukce nasycení, nebo přípustnými ztrátami v jádru, nebo přílišným zkreslením napětí. Rozkmit magnetické indukce od střídavého napětí nemůže být v tomto případě větší než velikost stejnosměrné magnetické indukce.

Při malých rozkmitu magnetické indukce vychází návrh transformátoru z přípustného zmenšení vratné permeability v závislosti na intenzitě magnetického pole předmagnetování. Je-li předmagnetování velké, přípustný pokles vratné permeability se nastavuje mezerou v magnetickém ob-

vodu. Se zvětšujícím se rozkmitem magnetické indukce se přípustná intenzita předmagnetování zmenšuje proti intenzitě při malém rozkmitu indukce. Hannaovy diagramy pro případ velké rozkmitu magnetické indukce jsou jen přibližným vodítkem.

Na obr. 58b byla ukázka řešení transformátoru s feritovým jádrem z feritové hmoty H22 s homogenním magnetickým obvodem (jádra E), u něhož je třeba využívat i magnetovací křivky zjištěné při teplotě vyšší, než je teplota okolí. Vychází se ze statické magnetovací křivky zjištěné při 40 °C, která byla vynášena v závislosti na NI_0 / I_s . Pro různé velikosti mezery v magnetickém obvodu se odvodí magnetovací křivky. Přibližně od relativní délky mezery $l_m / l_s > 10^{-5}$ platí, že

$$(l_m / l_s)(B / \mu_0) = NI_0 / I_s,$$

úpravou se odvodí, že

$$l_m / l_s = 1 / \mu_{se},$$

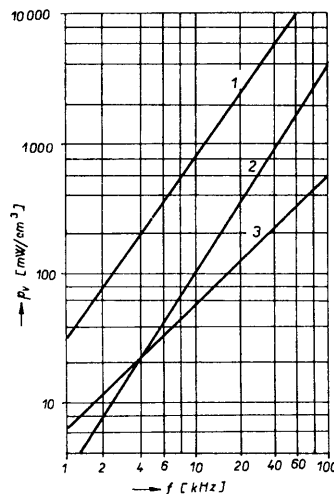
kde μ_{se} je efektivní statická permeabilita. Soubor magnetovacích křivek pro několik relativních délek mezer pro hmotu H22 je na uvedeném obrázku. Při napětí s pravoúhlým průběhem je možné používat větší rozkmit magnetické indukce než při průběhu harmonickém. Rozdíl však není podstatný, protože stejnosměrná magnetická indukce může být větší jen o několik desítek procent.

Předpokládá se, že jsou zadány B a I_0 . V uvedeném příkladu s feritovým jádrem by mohla být stejnosměrná magnetická indukce až 0,15 T, střídavá magnetická indukce 0,1 T. Oteplení jádra pro nízký kmitočet (10 kHz) a malou změnu magnetické indukce se nemusí uvažovat. Volbou počtu závitů, velikostí jádra a velikostí relativní délky mezery se naleznou vyhovující poměry. Nebude-li mít zamýšlené jádro homogenní průřez, nebudou mít grafy na obr. 58b platnost pro materiál, ale jen pro uvažovaný typ jádra z tohoto materiálu. Magnetovací křivka se vztáhne v tomto případě na nejmenší průřez jádra a na náhradní délku l_e magnetické siločáry.

Je-li požadována určitá velikost přírůstkové (inkrementální) indukčnosti L_Δ , je třeba dále kompromisně hledat zadané veličiny B , U_{max} , I_0 , L_Δ změnou N , S_j , l_e , l_m . Optimální poměry je vhodné hledat při předmagnetování asi 0,25 B_s .

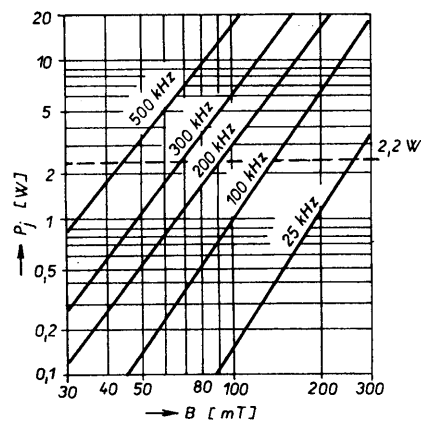
Vlastnosti feritů pro transformátory spínacích zdrojů

Na obr. 63 jsou typické průběhy ztrátových výkonů tří magnetických materiálů: jádra C s plechem Eo10 (tloušťky 0,3 mm), PY50 (0,05 mm) a feritu Mn-Zn s $\mu_p \sim 2000$. Ztrátový výkon vztažený na W/cm^3 byl zjišťován

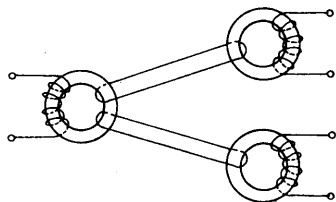


Obr. 63. Porovnání měrného ztrátového výkonu plechu Eo10 (tloušťky 0,3 mm) - křivka 1, PY50 (tloušťky 0,05 mm) - křivka 2 a feritu H21 - křivka 3 v závislosti na kmitočtu při magnetické indukci 200 mT (sin. průběh)

v závislosti na kmitočtu při změně magnetické indukce 200 mT (při sinusovém průběhu). Z údajů vyplývá, že ferity jsou při této změně magnetické indukce výhodnější již od 3 kHz. Následující obrázek (obr. 64) uvádí ztráty výkonu typické feritové hmoty Mn-Zn s $\mu_p \sim 2000$, zjištěné v obvodu, složeném ze dvou jader E42x15 mm v závislosti na kmitočtu při definované změně magnetické indukce (sin. průběh). Samotné transformátorové jádro, složené z těchto dvou jader E, která jsou vložena do navinutého cívkového tělíska, může svým povrchem, který je ve styku se vzduchem, odvést 2,2 W při oteplení jádra o 40 °C. Omezi-li se výkon touto hranicí, může se z grafu přečíst přípustný spínací kmitočet nebo přípustná změna magnetické indukce při známém spínacím kmitočtu. Tato úvaha se blí-



Obr. 64. Ztrátový výkon feritového jádra E42/15 z hmoty H21 v závislosti na kmitočtu a magnetické indukci (sin. průběh). Vyznačena je hranice přípustných ztrát jádra, nemá-li být překročeno oteplení jádra 60 °C



Obr. 62. Transformátory pro dva plovoucí zdroje

ží činnosti transformátoru dvojitinného měniče s napětím pravoúhlého průběhu.

Připustí-li se využít možnou změnu magnetické indukce, která je podle grafu 300 mT, získá se maximální spínací kmitočet asi 20 kHz. Při vyšším kmitočtu se musí zmenšovat změna magnetické indukce, aby se nepřekročil přípustný ztrátový výkon jádra.

Podle průběhu ztrátového výkonu na obr. 64 se magnetická indukce zmenšuje se zvyšováním spínacího kmitočtu a při zachování počtu závitů pomaleji, než odpovídá zvyšování kmitočtu. Není to však pravidlo. Pro jinou feritovou hmotu může být zjištěna závislost odlišná (viz dále rov. D).

Transformátor s jádrem E42x15 v dvojitinném zapojení a při spínacím kmitočtu 20 kHz přenáší až 200 W. V tomto příznivém případě se ztrácí v transformátoru (tj. v jádru i ve vinutí) asi 5 W. Vlivem transformátoru se účinnost zdroje zmenšila o 2,5 %. Na filtrační tlumivce se rovněž ztrácí přes 2 % výkonu. Účinnost zdroje se zmenšila o 5 % jen vlivem magnetických součástí.

Pro omezení napěťových překmitů, které mohou ohrozit polovodičové součástky, je nutné omezovat co nejvíce rozptylovou indukčnost vinutí. Ta je úměrná činiteli rozptylu σ

$$\sigma = (1 / \mu \mu_0) (l_s l_v h_v / S b_v) = (1 / \mu \mu_0) \sigma'$$

Výhodná jsou jádra, u nichž může být malý poměr výšky vinutí h_v k jeho šířce b_v . Ostatní rozměry jako l_s , l_v a S mohou však toto pravidlo ovlivnit. Přesto však výběr vhodného jádra, které má nejmenší σ' , není příliš široký: velikost tohoto činitele u nejnevhodnějších jader je jen trojnásobkem činitele σ' u jader nejvhodnějších. Jsou však i jiná hlediska pro výběr jádra. Pro měniče ve spotřební elektronice je to levnost jader, která souvisí s jejich tvary. Nenákladnost a malý činitel rozptylu jsou dva vzájemně protichůdné požadavky.

Transformátory měničů pracují v teplotě okolí do 40 °C. S oteplením jader se uvažuje minimálně o 40 °C. Jejich teplota bývá 80 až 100 °C. Proto tyto hmoty mají vysokou Curieho teplotu ($TC=200$ °C) a sekundární minimum magnetické krystalové anizotropie technologickým zpracováním mají tak umístěné, aby feritová hmota pro transformátory spínacích zdrojů měla minimální ztráty právě v oblasti 80 až 100 °C a aby se dosáhlo magnetické indukce 330 mT při malé intenzitě magnetického pole (méně než 2,5 A/cm, sin. průběh indukce, kmitočet 16 kHz). Jsou však k dispozici ferity, které dosahují minimálního ztrátového výkonu při 50 nebo i při 110 °C.

Tab. 21. Některé údaje o vlastnostech feritové hmoty nejlepší kvality pro transformátory spínacích zdrojů. Minimální měrný ztrátový výkon je v okolí 80 °C. Minimum je velmi ploché. Odchylka vzhledem ke 100 °C je do 10 %. Např. hmota 3F3 Philips, N67 Siemens, připravovaná hmota H24 PRAMET

μ_p	10kHz, 0,1 mT, 25 °C	1800 ±20 %
$\mu_{a \max}$	25 kHz, 200 mT, 25 °C 25 kHz, 200 mT, 100 °C	4000 4000
B_s [mT]	10 kHz, 250 A/m, 25 °C 10 kHz, 250 A/m, 100 °C	>400 >330
H_c [A/m]	10 kHz, 25 °C 10 kHz, 100 °C	15 10
p_v [mW/cm ³]	25 kHz, 200 mT, 100 °C 100 kHz, 100 mT, 100 °C 400 kHz, 50 mT, 100 °C	<90 <80 <150
ρ [Ωm]	25 °C	2
TC [°C]		>200
γ [g/cm ³]		4,75

Zlepšování transformátorů spínacích zdrojů je spojeno jednak se zmenšováním ztrát v jádrech tak, aby bylo možné uvažovat větší změny magnetické indukce, jednak se zlepšením technologie jejich vinutí. Nejlepší současné feritové hmoty dosahují při 500 kHz takových ztrát, jaké náležejí těmto hmotám z obr. 65 při kmitočtu 300 kHz.

Feritová jádra používaná pro měniče mají měrný ztrátový výkon při kmitočtu 25 kHz a indukci 200 mT (sin. průběh) v rozsahu 50 až 200 mW/cm³. Údaje o vlastnostech feritové hmoty pro spínací transformátory jsou v tab. 21. Závislost měrných ztrát na kmitočtu a indukci je na obr. 64. Někdy se měrné ztráty vyjadřují v mW/g. Vydělí-li se údaj vyjádřený v mW/cm³ měrnou hmotou, která pro ferity spínacích transformátorů je 4,8 g/cm³, získá se údaj v mW/g. Je-li znám měrný ztrátový výkon např. 20 mW/g při kmitočtu 25 kHz a indukci 200 mT, je možné přepočítat měrný ztrátový výkon pro jiný blízký kmitočet a jinou blízkou magnetickou indukci

$$P_v = 20 \cdot (f / 25)^{1 \times x} \cdot (B / 200)^y \cdot M_j \quad (D)$$

[mW, mW/g, kHz, mT, g]

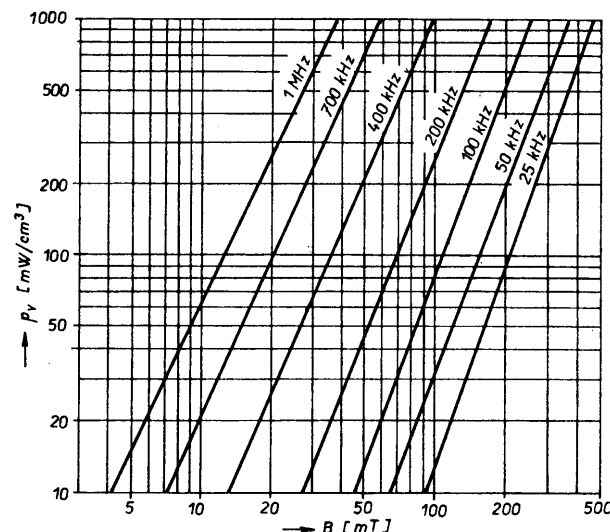
Koeficient x se zjistí z kmitočtové závislosti ztrátového činitele v okolí kmitočtu 25 kHz jako směrnice jeho zvyšování. Uvažuje se s průměrným x = 1. Koeficient y bývá v rozmezí 1,5

až 3. Uvažuje se s průměrným y = 2. Velikost x a y se pro různé feritové hmoty liší a mění se i s kmitočtem, pro jehož okolí se zjišťuje. Pro feritová jádra z hmoty H21 je x = 0,2 až do kmitočtu 100 kHz a y = 2,3. Vyjadřovat ztráty při sin. průběhu magnetické indukce na toroidech je vhodné z hlediska vzájemného porovnávání feritů a reprodukovatelnosti ověřování údajů. Skutečné ztráty v transformátorech měničů jsou při stejné změně magnetické indukce v homogenním magnetickém obvodu větší, neboť jak časový průběh magnetické indukce, tak i časový průběh magnetického pole obsahují vyšší harmonické kmitočty, které vytvářejí přídavné ztrátové výkony. U nehomogenních magnetických obvodů bývají o 20 až 30 % menší, neboť uvažované změny magnetické indukce se dosáhne jen v nejmenším průřezu jádra.

Volba magnetické indukce a kmitočtu by měla vycházet z měření měrných ztrát v závislosti na kmitočtu a magnetické indukci sinusového průběhu. Přípustné ztráty ve zvoleném jádru, určené z jeho přípustného oteplení, by vymezily možné kmitočty spínání a jim odpovídající změnu magnetické indukce.

Výkon transformátoru je omezen vlastnostmi magnetického obvodu a vinutí. Rozdělení je dobře patrné ze vztahu

$$P = \underbrace{X S_f B f}_{U/N} (\underbrace{\pi \sigma a_v S_v}_{IN} / 8)$$



Obr. 65. Měrné ztráty feritové hmoty s vlastnostmi z tab. 21 v závislosti na kmitočtu a magnetické indukci. Měřeno při harmonickém průběhu magnetické indukce

pro harmonický průběh indukce

$$X = 4,44,$$

pro dvojitý měnič

$$X = 4,$$

pro blokující a propustný měnič

$$X = 2.$$

Ztrátový výkon se musí kompromisně rozdělit mezi ztrátový výkon jádra a vinutí.

Oteplení jádra se odhaduje ze ztrátového výkonu v jádru

$$\Delta \vartheta = P_v / c_j C_j.$$

Pro ferity je průměrná ochlazovací konstanta $c_j = 0,08 \text{ W/cm}^2\text{K}$. Pro malá feritová jádra s rozměrem přibližně 20 mm je tato konstanta 0,02. Pro rozměrná feritová jádra s rozměrem 160 mm je ochlazovací konstanta 0,3. Impregnováním nebo zhoršením proudění vzduchu se ochlazovací konstanta zvětšuje až na dvojnásobek. C_j je ochlazovací povrch jádra. Při relativním zmenšování ochlazovací plochy vzhledem k objemu jádra se musí B zmenšovat. Např. u blokujícího měniče s největšími jádry se používá i jen 80 mT. Stahovací síly u skládaných feritových jader jsou 2 až 5 N/cm² styčné plochy.

U jader s mezerou vlivem přitažlivých sil na plochách mezery, popř. vlivem magnetostricce, může nastat rezonance, je-li pracovní kmitočet polovinou rozměrového rezonančního kmitočtu jádra. Feritová jádra se mohou porušit. Je nutné použít jiný kmitočet, jádra s jinými rozměry, nebo mezeru vyplnit tlumivou hmotou.

Magnetické materiály pro jádra tlumivek

U tlumivek je třeba určovat kromě elektrických parametrů (jako je indukčnost a přípustné ztráty ve vinutí a v jádru při zadaném proudu I_0 a periodě spínání T) materiál jádra a jeho tvar. S tím souvisí určení počtu závitů a velikost mezery v magnetickém obvodu.

Jádro tlumivky je magnetováno stejnosměrným proudem o pilovitém průběhu. Střídavá složka napětí na vinutí má teoreticky pravoúhlý průběh. Pro dosažení přijatelného filtračního činitele je nutné, aby jádro tlumivky mělo pro druhou a alespoň i pro třetí harmonickou dostatečnou permeabilitu. Pro spínací zdroje se musí uvažovat materiál jádra tlumivky, který je schopen magnetování při malém ztrátovém výkonu v jádru kmitočtem alespoň trojnásobným oproti spínacímu kmitočtu. Nebude-li tomu tak, tlumivka nebude proudit o těchto kmitočtech tlumit a její činnost se neprojeví zmenšením zvlnění usměrněného proudu. Ztrátový výkon v jádru, s nímž se musí uvažovat, souvisí s oteplením jádra a s tím souvisí i požadavek zaručovat magnetické vlastnosti při provozní teplotě jádra 80 až 100 °C.

Tab. 22. Stejnosměrné intenzity magnetického pole H_n , od nichž se počíná zmenšovat vratná permeabilita železoprachových jader

Materiál jádra	Permeabilita jádra [-]	H_n [A/cm]
karbonylový prach	7	420
	20	160
	35	90
	55	40
	75	30
	90	26
permalloyový prach	14	170
	26	92
	60	40
	125	16
	160	14
	200	12
	300	8
	550	4

Používané materiály jsou především ferity. Menších rozměrů tlumivek se dosahuje s jádry C, vinutými z tenkých pásků amorních slitin, permalloyů nebo z elektrotechnických ocelí, avšak pro zdroje se spínacím kmitočtem jen do 20 kHz. Do tohoto kmitočtu jsou přibližně použitelná i jádra vinutá z pásků tloušťky 0,05 mm, tedy i jádra C z elektrotechnických ocelí s magnetickou texturou. Tyto materiály umožní využít dvojnásobnou změnu magnetické indukce oproti feritům. Některé inzerované druhy feritů jsou vhodné pro spínací transformátory a tlumivky až do kmitočtů 400 kHz.

Železoprachová toroidní jádra z permalloyových prachů dosahují permeability max. 550. Vzájemným izolováním kovových prášků je meze rozptýlena, takže se do magnetického obvodu již nezavádí. Vyráběna jsou však jádra s odstupňovanou permeabilitou, takže není možné si zvolit permeabilitu jakoukoliv. S touto permeabilitou se vyrábí několik velikostí jader. Tlumivka se navrhne na zvolené kruhové jádro s uvedenou kruhovou permeabilitou.

U železoprachových kruhových jader používaných pro tlumivky spínacích zdrojů bývá udávána intenzita stejnosměrného magnetického pole H_n , od níž se při dalším zvětšování pole permeabilita jádra zmenšuje.

Není-li toto pole udáváno v katalogu, musí se změřit. Pro maximální přípustné pole a indukčnost cívky s toroidním jádrem platí:

$$H = NI_0 / l_s < H_n$$

$$I_0 = I_{L \max}$$

$$L = \mu_{\text{tor}} \mu_0 N^2 (S_j / l_s)$$

Spojením obou rovnic se získá

$$L I_0^2 < \mu_{\text{tor}} \mu_0 H_n^2 V_j.$$

V nerovnosti jsou L a I_0 zadané, μ_{tor} se volí. Této permeabilitě jádra

odpovídá určité pole H_n . Z nerovnosti se určí potřebný objem jádra V_j . Nevyhovuje-li, použije se jiná permeabilita jádra a k ní náležející jiná velikost pole H_n . V tab. 22 jsou velikosti pole H_n pro dva nejrozšířenější druhy železoprachových jader (z karbonylového železa a z permalloyových prachů) a vyráběných permeabilit. Je-li určena velikost jádra, je potom potřebný počet závitů

$$N = \sqrt{LI_s / \mu_{\text{tor}} \mu_0 S_j}$$

Určí se dále průměr vodiče a kontroluje se, zda není překročen přípustný odpor vinutí. Obvykle se připouští zmenšení účinnosti spínacího zdroje tlumivkou o 2 %. Měření střídavého napětí U na tlumivce se kontroluje, není-li magnetická indukce pro jádra s ferity větší než 200 mT, pro železoprachová jádra větší než 400 mT.

$$\Delta B = U \delta T / NS_j \begin{cases} < 0,2 \\ < 0,4 \end{cases}$$

Je-li rozkmit indukce překročen, je nutné zvětšit indukčnost tlumivky a znovu kontrolovat, není-li překročena velikost součinu LI_0^2 .

U ostatních materiálů se vhodná permeabilita musí nejprve nalézt. Jádra typu C z amorních slitin, z permalloyů nebo z elektrotechnických ocelí mají rozměrově homogenní magnetický obvod. Pro ně je možné použít Hannaův diagram nebo jej z měření na několika jádrech sestavit. Pro feritová jádra, která většinou nemají homogenní magnetický obvod, se musí sestavit, nebo z katalogu výrobce převzít závislost pro návrh tlumivek.

Při sestavování takového diagramu je vhodnější zjišťovat průběh μ_e než závislost velikosti mezery na stejnosměrném poli, neboť výrobci feritových jader jsou zavedeni na jejich výrobu s definovanou konstantou A_L , která je pro dané jádro přímo úměrná μ_e . Permeabilita μ_e bývá v řadě R10 normalizovaných čísel (1,0; 1,25; 1,6; 2,0; 2,5; 3,15; 4,0; 5,0; 6,3; 8,0).

Budící transformátory spínačů

Budíče jsou proudové impulsní transformátory. Jsou s výhodou používány, protože umožňují izolovat výstupy napájecích zdrojů od síťové části. Izolace mezi primárním a sekundárním vinutím budíče musí být zkoušena napětím 2,5 kV/50 Hz. Používají se hrníčková jádra o vnějším průměru 26 nebo 36 mm z feritových hmot o počáteční permeabilitě 1000 až 2000. Převod má sestupný poměr 5:1 až 3:1. Přenášené proudové impulsy mají amplitudu obvykle do 1/5

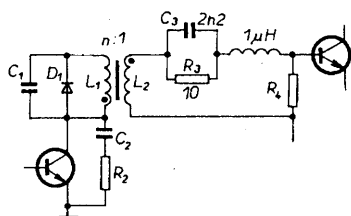
maximálních kolektorových proudů spínačů pro každý spínač (podle proudového zesilovacího činitele spínacích tranzistorů). Z jednoho impulsního transformátoru se může napájet několik spínačů. Každý tranzistor musí mít vlastní sekundární vinutí a vlastní vybíjecí obvod. Jádra mají mezeru napříč indučnmu toku, protože proud primárním vinutím obsahuje stejnosměrnou složku. Indukčnost L_2 sekundárního vinutí musí vyhovovat vztahu

$$L_2 = (\delta T / \Delta I_B) (U_{EB} + I_B R_B)$$

kde ΔI_B je rozdíl proudu báze budícího tranzistoru, při kterém se tranzistor otvírá a opět zavírá. Typicky bývá $L_2 = 1$ mH. Počet závitů sekundárního vinutí musí splnit kontrolní podmínku

$$N_2 \geq U_2 \delta T / \Delta B S_j$$

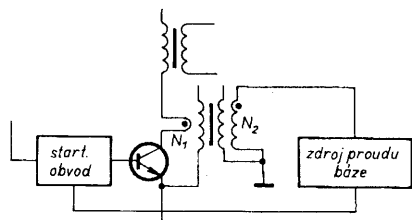
kde S_j je nejmenší průřez jádra v jeho magnetickém obvodu. Změna magnetické indukce se uvažuje kolem 0,1 T. Schéma zapojení typického budícího obvodu s transformátorem je na obr. 66.



Obr. 66. Budící obvod spínacího tranzistoru

Krátkou dobu nárůstu proudu báze umožňuje obvod R_2 , C_2 a R_3 , C_3 . Obvod C_1 , D_1 omezuje napětí na budícím transformátoru v době, kdy nevede.

Samostatný napájecí zdroj pro obvody nastartování spínacího zdroje zhoršuje účinnost zdroje. Tento pomocný zdroj lze odstranit při použití proudového transformátoru, v němž kolektorový proud spínacího tranzistoru si sám odvozuje budící bazový proud. První startovací impuls je přímo odvozen z napájecího napětí. Transformační poměr proudového transformátoru (obr. 67) je určen vztahem



Obr. 67. Proudový transformátor k buzení spínacího tranzistoru

$I_B = I_C (N_1 / N_2)$,
 N_1 je vždy jen jeden závit, je to vodič, který prochází toroidem, N_2 je 30 až 100 závitů, navinutých na tomto toroidu. Toroid je z feritové hmoty, která umožňuje magnetování ve spínací činnosti. Mívá vnější průměr kolem 20 mm.

Provedení transformátorů a tlumivek pro měniče

U měničů s kmitočtem do 25 kHz s ohledem na povrchový jev vodičů se používá největší průměr vodičů 1 mm, u měničů s kmitočtem až do 50 kHz 0,6 mm. Pro dosažení větších průřezů vodičů se používá paralelní vinutí či fólie Cu. S ohledem na povrchový jev by neměl být průměr vodiče větší než dvojnásobek hloubky vniku. U vodiče o průměru 1 mm se odpor povrchovým jevem při 25 kHz zvětší o 20 %, u vodiče 0,6 mm při 50 kHz rovněž o 20 %. Odpor vinutí se zvětšuje i s oteplením měděného vinutí. Měrný odpor z 0,017 Ω mm²/m při 20 °C se zvětší s oteplením o 60 °C na 0,021 Ω mm²/m. Teplotní činitel odporu mědi je 0,39.10⁻³/°C.

Při malých počtech závitů se používají páskové vodiče.

Hospodárné a technicky výhodné pro transformátory spotřební elektroniky je vinutí hliníkovými fóliemi (měrný odpor hliníku při 20 °C je

Tab. 23. Efektivní hodnoty proudů

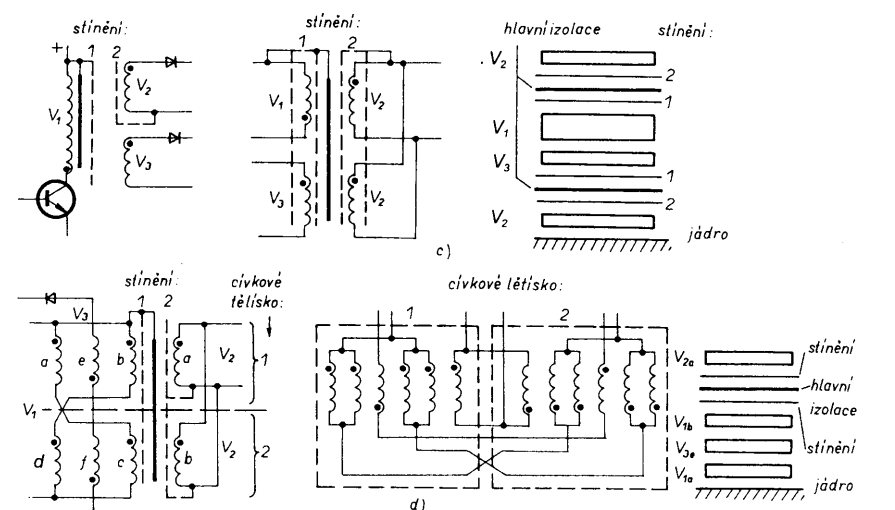
Průběh	Efektivní hodnota proudu
	$I = I_{\max} \sqrt{\delta / 3}$
	$I = I_{\max} (1/\sqrt{3})$
	$I = I_{\max} \sqrt{2\delta^2 - 2\delta + 1}$
	$I = \sqrt{\delta [(I_{\max}^2/3) + I_{\max} I_{\min} + I_{\min}^2]}$
	$I = \sqrt{(I_{\max}^2/3) + I_{\max} I_{\min} + I_{\min}^2}$
	$I = I_m \sqrt{\delta}$

0,029 Ω mm²/m, teplotní činitel odporu je 4,3.10⁻³/°C, pro tvrdý hliník pak 4,1.10⁻³/°C).

Zatím co u síťových napájecích malých výkonů je na jeden volt napětí pro vinutí transformátoru potřeba několik závitů, je u transformátorů pro

Obr. 68. Některá provedení vinutí transformátorů spínacích zdrojů (kovová armatura, v níž je feritové jádro uloženo, je od nulového napětí izolována a připojena na + napětí).

a) vinutí na jednom tělisku, b) jako a), vinutí V_2 vinuto páskem, c) vinutí na jednom tělisku, d) jádrový typ transformátoru, vinuto na dvou těliscích, vinutí 1 vinuto dvěma vodiči současně, ostatní jedním vodičem



spínací zdroje jeden závit na několik voltů. To zvětšuje nároky na izolaci vodičů. Požadavky na izolaci jsou kritičtější již i proto, že vinutí jsou často jednovrstvová. Každá vrstva vinutí bývá prokládána izolační fólií. Místo prokládání se používají vodiče s trojnásobnou lakovou izolací. Potřebné vzdálenosti vodičových bodů se dodržují u neimpregnovaných vinutí 8 mm, šířka krepování izolace mezi vinutími se dodržuje 4 mm. Elektrické začátky vinutí by měly ležet na téže straně cívkového tělíska, aby byl omezen vliv vzájemné kapacity. Proto se při jednovrstvových vinutích v některých zapojeních mění smysl otáčení ovlivněného cívkového tělíska.

Průřezy vodičů se volí podle jejich přípustných oteplení, která jsou určena efektivní hodnotou proudu. V tab. 23 jsou efektivní hodnoty proudů pro některé typické průběhy, ukázky vinutí jsou na obr. 68.

Příklady návrhu transformátorů

Navrhnout síťový plášťový transformátor (50 Hz) s výstupním napětím 24 V pro výkon 150 VA.

Tepelná třída A (max. teplota vinutí 105 °C při přípustném zvětšení napětí sítě). K dispozici jsou výseky tvaru M (bez mezery) z transformátorové oceli E150 tloušťky 0,5 mm. Uvažuje se účinnost 85 %, poměrný úbytek napětí 8 %. Magnetická indukce při 220 V +10 % a kmitočtu 50 Hz -1 % volena 1,4 T. Proudová hustota max. 3,2 A/mm². Činitel plnění jádra 0,92. (Údaje jsou zjištěny z tabulek v textu. Po prvním návrhu budou zpřesněny.)

Průřez jádra

$S_j = 3,5, 3,4, 0,92 = 11,3 \text{ cm}^2$,
z transformátorové rovnice se určí počet závitů

$$N_1 = \frac{(220 + 10\%)(1 - 0,04) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 49,5 \cdot 1,4 \cdot 11,3} = 662$$

$$N_2 = \frac{(24 + 10\%)(1 + 0,04) \cdot 10^4}{4,44 \cdot 49,5 \cdot 1,4 \cdot 11,3} = 79$$

Okénko pro vinutí s vývody na jedné straně cívkového tělíska

$$S_v = 5,7 \cdot 1,2 = 6,84 \text{ cm}^2$$

Zmenšení okénka pro vinutí o průřez obalu vinutí, izolaci mezi primárním a sekundárním vinutím a proklady vrstev 0,1 + 0,6 + 0,6 = 0,6 cm².

Okénko pro primární vinutí

$S_{v1} = (6,8 - 0,6) / 2 = 3,1 \text{ cm}^2 = S_{v2}$.
Průměr vodiče primárního vinutí (izolace se volí LCE)

$d = \sqrt{0,7 \cdot (310 / 662)} = 0,6 \text{ mm}$
(lze očekávat středně tlustý vodič. Volí se $a_v = 0,7$).

Proud primárního vinutím

$$I_1 = 150 / 220 = 0,7 \text{ A}$$

Proudová hustota při zvětšení proudu o 10 %

$$\sigma = 0,77 / [(\pi \cdot 0,6^2) / 4] = 2,72 \text{ A/mm}^2$$

Průměr vodiče sekundárního vinutí (izolace se volí LCE)

$$d = \sqrt{0,8 \cdot (310 / 79)} = 1,8 \text{ mm}$$

(lze očekávat tlustý vodič. Volí se $a_v = 0,8$).

Proud sekundárním vinutím

$$I_2 = 150 / 24 = 6,3 \text{ A}$$

Proudová hustota při zvětšení proudu o 10 %

$$\sigma = 7 / [(\pi \cdot 1,8^2) / 4] = 2,7 \text{ A/mm}^2$$

Pro E150 a pro 1,4 T je $H = 250 \text{ A/m}$, činitel výkyvu je 2,2. Střední délka magnetické siločáry je 23,8 cm. Magnetovací proud

$$I_m = (250 \cdot 0,238) / (2 \cdot 2,662) = 0,04 \text{ A}$$

Vypočítaný magnetovací proud se porovnává se změřeným proudem transformátoru naprázdno. Kontroluje se tím správný druh materiálu a správnost složení plechů (také že vinutí nemá zkratky. Tato zkouška se však zahrnuje do zkoušení samotné navinuté cívky před sestavením transformátoru).

Ztráty v jádru při $m_j = 2 \text{ kg}$ a $p_{1,5} = 4,7 \text{ W/kg}$

$$P_v = 2 \cdot 1,2 \cdot 4,7 \cdot (1,4 / 1,5)^2 = 10 \text{ W}$$

Celkové ztráty

$$P_z = (150 / 0,85) - 150 = 26 \text{ W}$$

Odtud ztráty ve vinutí

$$P_c = 16 \text{ W}$$

Dále by se vypočítaly odpory vinutí a zpřesnil by se poměrný úbytek napětí, účinnost, činitel vinutí, průměry vodičů. Před realizací vzorků by se učinil kvalifikovaný odhad oteplení vinutí a jádra.

Navrhnout transformátor izolovaného blokovacího měniče.

Ze zdroje stejnosměrného napětí, které kolísá od 6 do 18 V se má získat stejnosměrný stabilizovaný zdroj napětí 5 V/1 A. Navržen bude transformátor pro izolovaný blokovací měnič se spínacím kmitočtem 20 kHz.

Účinnost zdroje se uvažuje 75 %. Celkový příkon je 6,6 W. Střední hodnota proudu v primárním vinutí transformátoru je při nejmenším uvažovaném napětí a $\delta = 0,5$ asi 2,2 A. Maximální kolektorový proud $I_{1 \max}$ je dvojnásobný, tj. 4,4 A. Pro střední vstupní napětí 12 V a $\delta = 0,3$ je indukčnost primárního vinutí

$$L_1 = 12 \delta T / I = 12 \cdot 0,3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} / 4,4 = 40 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

K nalezení vhodného jádra se určí součin $L_1 I_{1 \max}^2$

$$L_1 I_{1 \max}^2 = 40 \cdot 10^{-6} \cdot 4,4^2 = 0,77 \text{ mHA}^2$$

Na základě průběhů závislosti $L I_0^2$ na $N I_0$ při parametru μ_e , která byla k dispozici např. pro jádra E, volí se jádro E32/12 z hmoty H21 s efektivní permeabilitou 200. Náhradní rozměry tohoto jádra jsou: $l_e = 72 \text{ mm}$, $S_e = 90 \text{ mm}^2$ a $V_e = 6500 \text{ mm}^3$. Počet primárních závitů

$$N_1 = \sqrt{(L_1 I_0) / \mu_0 \mu_e S_e} =$$

$$= \sqrt{(40 \cdot 10^{-6} \cdot 72 \cdot 10^{-3}) / (1,256 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 90 \cdot 10^{-6})} = 10$$

Aby pro napětí 5 V vyšel počet závitů jako celé číslo, volí se sekundární

vinutí se čtyřmi závyty, tj. 1,25 V / závit.

Primární vinutí s deseti závyty bude odpovídat napětí 12,5 V, poněkud nesymetricky uloženému vzhledem ke střednímu napětí. Převod transformátoru

$$N_1 / N_2 = 10 / 4 = 2,5$$

Sekundární vinutí se vine jako první z fólie Cu 4 x 0,1 x 15 mm². Závyty jsou vzájemně izolovány.

Primární vinutí s 10 závyty je vinuto dvěma vodiči současně (2x 0,6 LCE). Dosažená magnetická indukce se určí ze závislosti

$$L = \Phi / I$$

odtud

$$\Delta B [(L_1 I_{1 \max}) / N S_j] = (40 \cdot 10^{-6} \cdot 4,4) / (10 \cdot 90 \cdot 10^{-6}) = 0,2 \text{ T}$$

což je vyhovující. (Pro toto jádro je $S_e = S_j$.) Tohoto výsledku bylo dosaženo při návrhu s různými jádry E (nejvhodnější bylo použito k návrhu). Byly-li by známé údaje o ztrátách v jádru při $f = 20 \text{ kHz}$ a $\Delta B = 0,2 \text{ T}$, určil by se z hmotnosti jádra jeho ztrátový výkon a odhadlo by se jeho oteplení.

Pro zjištění ztrát ve vinutí se určí efektivní hodnota proudu pro $I_{1 \max} = 4,4 \text{ A}$ a $\delta = 0,5$

$$I_{1 \text{ ef}} = 4,4 \sqrt{0,5 / 3} = 1,8 \text{ A}$$

Podobně se postupuje pro sekundární vinutí. Z odporů vinutí a známých proudů by se zjistily ztrátové výkony ve vinutí. Skin efekt (povrchový jev) by se neuvažoval. Lze odhadnout, byl-li by součet všech ztrátových výkonů menší než 750 mW, že by oteplení transformátoru mohlo být v přijatelných mezích.

(Dokončení v příštím čísle)

INZERCE

Prodej

El. součástky 7500 ks (T, R, D, C) a jiný materiál, levně. Tel. (02) 85 43 221.

Fyzikální ústav AV-ČR, Na Slovance 1, 180 40 Praha 8, nabízí 14 ks kondenzátorů olejových (filtračních), 140 µF, 5/7,5 kV, typ IM-150, krátce používané, kvalitní (za odvoz). Vhodné k filtraci napáj. anod. napětí pro stř. vysílače. Kontaktní tel. (02) 6605-2150 (7-8 hod. ráno).

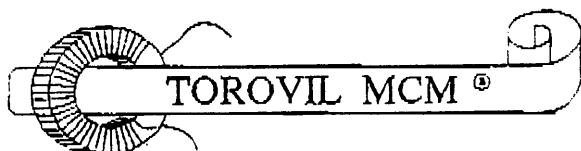
Koupě

Fyzikální ústav AV ČR koupí za hotově i od soukr. osoby antény přízpůsobovací člen od RDST RM31P nebo T v původním stavu. Kontaktní tel. 6605-2150 (7-8 hod. ráno).

Zlacené konektory URS - 4x 12 špiček v černém plastu, jihlavské - 4x 12 špiček v průhledném plastu (např. z počítače EC1021), ruské - 69, 96 nebo 135 špiček ve 3 řadách v barevném plastu (např. z počítače EC1045, EC1030, kyjevský SMEP apod.) i jiné samce, samice i poškozené. Dle vaší nabídky mohou koupit i celé zařízení k likvidaci. Volejte, pište, dohoda jistá. Nabídka platí stále. P. Hodis, Nad Beláří 16, 143 00 Praha - Modřany, tel. (02) 402 61 91.

B2
95

Amatérské RADIO 79



TOROVIL MCM LTD.
PRODUCTION-EXPORT-IMPORT

TOROIDAL TRANSFORMERS, POWER SYSTEMS, ELECTRONIC PARTS

Office: Tomašíkova 26, 821 01 Bratislava, SLOVAKIA

TEL: +42 - 7- 522 73 49 FAX: +42 - 7- 779 070

Ponuka ku dni 12.1.1995

Toroidné transformátory 230 V/11,5 V

Výkon [VA]	Veľkosť [mm]	Prevedenie	Kryt	Cena bez DPH Cena/ks	/100 ks
50	Ø 82x45	THGT 105 Clasic	bez	416,-SK	332,-SK
50	Ø 92x38	THGT 105 Disc	bez	416,-SK	332,-SK
50	Ø 93x50	THGT 105 Coverline	v kryte	576,-SK	454,-SK
80	Ø 90x45	THGT 108 Classic	bez	468,-SK	384,-SK
80	Ø 103x55	THGT 108 Coverline	v kryte	596,-SK	508,-SK
105	Ø 105x44	THGT 11 Disc	bez	516,-SK	444,-SK
105	Ø 95x48	THGT 11 Classic	bez	516,-SK	444,-SK
105	Ø 103x55	THGT 11 Coverline	v kryte	736,-SK	598,-SK
150	Ø 120x42	THGT 115 Classic	bez	560,-SK	472,-SK
150	Ø 115x48	THGT 115 Classic	bez	560,-SK	472,-SK
150	Ø 135x36	THGT 115 Disc	bez	560,-SK	472,-SK
150	Ø 115x48	THGT 115 T.S.Classic	bez	640,-SK	552,-SK
150	Ø 125x52	THGT 115 Coverline	v kryte	820,-SK	692,-SK
150	Ø 125x52	THGT 115 T.S.Coverline	v kryte	900,-SK	772,-SK
210	Ø 117x50	THGT 12W Clasic	bez	636,-SK	548,-SK
210	Ø 135x42	THGT 12W Disc	bez	636,-SK	548,-SK
210	Ø 150x36	THGT 12W Super Flat	bez	636,-SK	548,-SK
210	Ø 117x50	THGT 12W T.S.Clasic	bez	716,-SK	628,-SK
210	Ø 125x73	THGT 12W Coverline	v kryte	984,-SK	744,-SK
210	Ø 125x73	THGT 12W T.S.Coverline	v kryte	1064,-SK	824,-SK
315	Ø 125x60	THGT 13W Classic	bez	752,-SK	668,-SK
315	Ø 150x42	THGT 13W Disc	bez	752,-SK	668,-SK
315	Ø 125x60	THGT 13W T.S.Clasic	bez	832,-SK	748,-SK
315	Ø 140x66	THGT 13W Coverline	v kryte	1164,-SK	852,-SK
315	Ø 140x66	THGT 13W T.S.Coverline	v kryte	1244,-SK	932,-SK
500	Ø 150x65	THGT 15W	bez	1180,-SK	948,-SK
500	Ø 150x66	THGT 15W T.S.	bez	1260,-SK	1028,-SK

Zákaznícke transformátory na väčšie výkony:

650	Ø 150x80	bez	min. 1500,-	kontr.
800	Ø 160x85	bez	min. 2000,-	kontr.
1100	Ø 165x85	bez	min. 2500,-	kontr.

Coverline - v kryte, biely, čierny, metalízy, T.S. - tepelná ochrana vratná, 110 °C.

Vývody: pevné, resp. lanko, resp. lanko klím. odolné.

Izolácia: 4 000 VAC, VDE 0550, 0551, No. 35 13 30, resp. 35 13 25.

Doplnky: nábehové prúdové limitéry

SG 220, $I_{max} = 3 A$	1 ks	80,-SK	100 ks	66,-SK
SG 27 $I_{max} = 6 A$		98,-SK		84,-SK
SG 160 $I_{max} = 15 A$		174,-SK		148,-SK
SG 405 $I_{max} = 30 A$		298,-SK		254,-SK

Elektrosoučástky za nízké ceny

Lhotsky - E. A.
electronic actuell

Komenského 465/11

431 51 Klášterec nad Ohří

odesíláme obratem poštou, možný též osobní odběr v pracovní dny mimo středu 8-12 hod., 15-20 hod.

Telefon 0398/93 64 06

Seznam zašleme proti známce 5,-Kč

Reproduktorové soustavy Kompletní stavebnice Součástky, Skříně Reproduktory

Katalog zdarma!

VÝHODNÉ
DEALERSKÉ CENY

VÝROBA
VELKOOBCHOD
MALOOBCHOD
ZASÍLKOVÁ SLUŽBA



KATECH

spol. s r.o.

262 03 Nový Knín, nám. Jiřího z Poděbrad 403,
tel.: 0305/932 08; 933 18, fax: 0305/932 88

Provoz Praha

130 00 Praha 3, Za Vackovem 7, tel./fax: 02/684 71 02